

L. HECK und F. BÜRCK

Klangumformungen in der Rundfunkstudioteknik, insbesondere durch Anwendung der Frequenzumsetzung

DK 621.396.667:621.314.26

Rundfunkaufnahmen, insbesondere solche hörspielartigen Charakters, stellen vielfach die Forderung nach neuen technischen Gestaltungsmitteln der Geräusch- bzw. Klangkulisse. Vor allem müssen oft bei der Darstellung von stilisierten Geräuschen, die entweder nur symbolisch in die Handlung eingreifen oder rein abstrakt die akustische Atmosphäre bilden, in der Natur vorhandene Geräusche oder Klänge nach dramaturgischen Gesichtspunkten umgeformt werden. Für den Rundfunk-Ingenieur entsteht damit das Problem, durch Einsatz technischer Mittel klangliche Strukturveränderungen vorzunehmen. Eine einfache Möglichkeit bietet ein Eingriff in das Frequenzspektrum der stationären Schwingungsvorgänge, d.h. die Veränderung der Frequenz- und Amplitudenbeziehungen zwischen den einzelnen Komponenten.

1. Änderung des Frequenzspektrums stationärer Vorgänge

Das vorgegebene Frequenzspektrum eines Ton- oder Klanggemisches kann auf folgende Weise verändert werden:

1.1 Durch Veränderung der Amplituden ausgewählter Spektralgebiete (lineare Verzerrungen).

1.2 Durch Auftreten neuer Schwingungen infolge der nichtlinearen Kennlinie eines zwischengeschalteten Vierpols (nichtlineare Verzerrungen).

1.3 Durch Transponierung des Klangbildes im musikalischen Sinne, d.h. durch Tonlagenänderung unter Beibehaltung der Frequenz- und Amplitudenverhältnisse aller Teiltöne.

1.4 Iterationsverfahren. Hervorhebung der linearen und nichtlinearen Verzerrungen eines auf Magnetofonband fixierten Klangereignisses durch mehrmaliges Abspielen über einen (elektroakustischen) verzerrenden Vierpol.

1.5 Durch Frequenzumsetzung, d.h. Verengung oder Erweiterung der Intervalle zwischen den Teiltönen. In musikalischer Beziehung stellt die Frequenzumsetzung den stärksten Eingriff in die Klangsubstanz dar. Die neu entstandenen Klänge sind nicht mehr mit den üblichen Begriffen und Ordnungssystemen der musikalischen Kompositionslehre zu erfassen. Die Frequenzumsetzung erweitert die Möglichkeiten zur Schaffung neuer Klangkombinationen.

Der Vollständigkeit halber wird zuerst ein kurzer Überblick über die Methoden zur Erzeugung linearer und nichtlinearer Verzerrungen gegeben und das Verfahren der Frequenztransponierung sowie der Begriff der Iterationsverfahren beschrieben. Ausführlicher soll aber

das Gebiet der Frequenzumsetzung behandelt und ihre Auswirkung auf musikalische Klänge einfacher Art besprochen werden (Abschnitt 2 und 3).

1.1 Lineare Verzerrungen

Die Veränderung der Amplituden des Frequenzspektrums wird durch Verzerrer erreicht. O. Scheffler [1] hat eine zusammenfassende Darstellung der Geräte gegeben, die zur normalen Ausrüstung eines Hörspielstudios gehören. Es kommen — je nach den Erfordernissen — verschiedene Verzerrertypen zur Anwendung. Man kann die linearen Verzerrer in zwei Kategorien einteilen:

a) Die eine Kategorie (z.B. „W 49“) wird als Hoch-, Tief- bzw. Bandpaß verwendet. Die Grenzfrequenzen sind in Stufen regelbar. Die Dämpfung der Frequenzen im Sperrbereich kann stufenweise verkleinert werden. Man spricht dann von einem unvollständigen Hoch-, Tief- bzw. Bandpaß. In diesem Falle verringert sich die Flankensteilheit.

Der Durchlaßbereich der Bandpässe wird vielfach auf ein musikalisches Intervall abgestimmt, man spricht z.B. von Oktav- und Terzsieben. Bandpässe, die im Durchlaßbereich eine scharfe Spitze aufweisen, werden als Resonanzfilter bezeichnet.

b) Die zweite Kategorie dieser Verzerrer gestattet eine stufenweise Verzerrung der hohen bzw. tiefen Frequenzen. Weiterhin ist es möglich, diese Frequenzbereiche gegenüber einer mittleren Grunddämpfung des Verzerrers anzuheben, d.h. den Mittelwert der Dämpfung zugunsten der hohen und tiefen Frequenzen zu verringern. In diese Klasse gehören die Typen „HV 53“ und „W 86“. Der Typ „W 86“ hat eine feinstufige Regelung und wird hauptsächlich zur Korrektur von linearen Verzerrungen verwendet.

Gute Dienste leistet auch der Siemens-Universalverzerrer „RZ 057“. Das Gerät zeichnet sich durch eine besonders feinstufige Regelmöglichkeit aus, so daß alle Übergänge zwischen den Klangveränderungen ohne hörbare Sprünge stattfinden. Außer einer Dämpfung bzw. Anhebung der Höhen und Tiefen ist es auch möglich, die Amplitudenkurve um einen festen Drehpunkt zu schwenken.

1.2 Nichtlineare Verzerrungen

Die nichtlinearen Verzerrungen sind durch das Auftreten neuer Frequenzen gekennzeichnet. Das Entstehen dieser zusätzlichen Schwingungen ist durch einen im Übertragungsweg liegenden Vierpol mit nichtlinearer Kennlinie bedingt. Die Form dieser Kennlinie ist

maßgebend für die Frequenzen und Amplituden der neu auftretenden Schwingungen.

Besteht die ursprüngliche Wechselspannung aus einer einzigen, sinusförmigen Schwingung, so treten am Ausgang des verzerrenden Vierpols zusätzlich nur die harmonischen Oberschwingungen auf. Ein Maß für diese Verzerrungen ist der Klirrfaktor K . Es gilt die Beziehung

$$K = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots}}$$

wobei A_1 die Amplitude der Grundschwingung, A_2 , A_3 usw. die Amplituden der entsprechenden Oberschwingungen sind. Ist die Kennlinie durch eine einfache Potenzfunktion von der Form

$$I_2 = c \cdot I_1^n$$

darstellbar (I_1 = Eingangsstrom, I_2 = Ausgangsstrom), so treten nur die geraden oder ungeraden Harmonischen auf, je nachdem, ob der Exponent gerad- oder ungeradzahlig ist [2]. Wählt man z.B. eine Kennlinie der Gleichung

$$I_2 = a \cdot I_1 + b \cdot I_1^2,$$

so entsteht neben der Grundschwingung nur die zweite Harmonische. Eine Kennlinie mit der Gleichung

$$I_2 = a \cdot I_1 + b \cdot I_1^3$$

erzeugt neben der Grundschwingung nur die dritte Harmonische. Man kann so durch passende Wahl der Kennlinie aus einem einfachen Sinuston obertonreiche Klänge erzeugen, die sich u.U. dem Klangcharakter von Musikinstrumenten nähern. Der charakteristische Klang einer gedackten Pfeife ist z.B. durch das Auftreten der ungeradzahlgigen Harmonischen bedingt [2, 4].

Besteht das ursprüngliche Tongemisch aus einer Überlagerung zweier Sinusschwingungen der Frequenzen f_1 und f_2 , so entstehen harmonische Oberschwingungen $m f_1$ und $n f_2$ und sogenannte Kombinations-töne der Frequenz

$$m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2$$

$m, n = 1, 2, 3, 4, \dots$

Zur Charakterisierung der Stärke dieser nichtlinearen Verzerrungen dient der Differenzton bzw. der Intermodulationsfaktor [3]. Die Größe dieser beiden Faktoren läßt aber keinen unmittelbaren Schluß auf die erzielte Klangwirkung zu. Im praktischen Studiobetrieb ist man letzthin auf Versuche angewiesen, um den gewünschten Effekt zu erreichen.

1.3 Frequenztransponierung im musikalischen Sinne

Die Transponierung eines Klangbildes [2, 5] im musikalischen Sinne, d.h. die Verschiebung in eine höhere oder tiefere Lage läßt sich mit Hilfe der Magnetontechnik erreichen. Man wählt zur Aufnahme und Wiedergabe verschiedene Bandgeschwindigkeiten v_A bzw. v_B . Die zeitliche Änderung des magnetischen Induktionsflusses und damit die Frequenz der induzierten Wechselspannung am Wiedergabekopf ist direkt proportional zur Bandgeschwindigkeit.

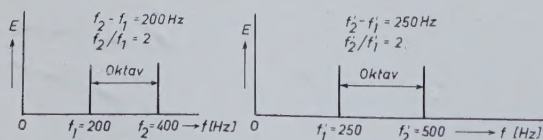


Abb. 1. Frequenztransponierung im musikalischen Sinne. Das Oktavverhältnis $f_2/f_1 = f_2'/f_1' = 2$ bleibt dabei erhalten

Stehen z.B. Aufnahme- und Wiedergabegeschwindigkeit v_A/v_B im Verhältnis 4:5, so erfolgt eine Transponierung aller Komponenten des Klangspektrums um eine Terz nach oben (Abb. 1). Es tritt gleichzeitig eine Frequenzbandspreizung auf, d.h., der absolute Frequenzabstand wächst, während die musikalischen Intervalle erhalten bleiben. In dem gezeigten Beispiel wächst der Frequenzabstand von $f_2 - f_1 = 200$ Hz auf $f_2' - f_1' = 250$ Hz, das Oktavverhältnis $f_2/f_1 = f_2'/f_1' = 2$ bleibt jedoch erhalten (Abb. 1). Wählt man $v_A/v_B = 5:4$,

so schrumpft das ganze Spektrum auf einen engeren Bereich zusammen. Musikalisch verschiebt sich die Tonlage um eine Terz abwärts.

Die Technik solcher Transponierungen wird bei den Klangmontagen der „Musique Concrète“ und der elektronischen Musik vielseitig angewendet. Pierre Schaeffer [6] hat ein besonderes Magnetongerät (Phonogène) entwickelt, das ein Antriebssystem von 12 Rollen verschiedenen Durchmessers hat. Es lassen sich damit Bandgeschwindigkeiten einstellen, deren Verhältnis dem Frequenzverhältnis der chromatisch temperierten Tonleiter entspricht. Man ist auf diese Weise in der Lage, selbst Geräusche in musikalischem Sinne zu transponieren. Die Frequenztransponierungen mit dem Magnetongerät haben aber die Eigenschaft, daß

a) die Zeitdauer des Klangereignisses im gleichen Verhältnis verkürzt oder verlängert wird, wie die Frequenzspreizung oder -schrumpfung erfolgt;

b) die Einschwing- und Ausschwingvorgänge in gleichem Maße verkürzt oder verlängert werden. Da gerade diese nichtstationären Schwingungsvorgänge einen wesentlichen Beitrag zum subjektiven Klangbild liefern, muß die gegenseitige Überdeckung der Klangveränderung durch die gleichzeitige Änderung der stationären und nichtstationären Schwingungsvorgänge wohl überlegt werden.

Transponierte Klangereignisse lassen sich auf ihre ursprüngliche Zeitdauer mit Hilfe eines Zeitdehner- bzw. Zeitraffergerätes, wie es von der Firma *Telefonbau & Normalzeit* entwickelt wurde, zurückführen [7]. Dieses Gerät hat eine kontinuierlich veränderbare Bandgeschwindigkeit v_B . Auf einer Drehscheibe rotieren 4 Wiedergabeköpfe mit einer Umfangsgeschwindigkeit $\pm v_K$. Diese Umfangsgeschwindigkeit ist mit der Bandgeschwindigkeit so gekoppelt, daß die Relativgeschwindigkeit $v_R = v_B \pm v_K$ zwischen Wiedergabekopf und Band stets konstant bleibt. Es bleibt somit die Tonlage erhalten. Bei der Frequenzspreizung wird, wie bereits ausgeführt, die Zeitdauer des Klangereignisses zwangsweise verkürzt. Die notwendige Zeitdehnung wird durch eine gegenläufige Bewegung der Wiedergabeköpfe zum Bandablauf bewerkstelligt, wobei eine wiederholte Abtastung der einzelnen Tonspurabschnitte stattfindet. Bei der Frequenzschrumpfung tritt eine Verlängerung des Klangereignisses ein. Die notwendige Zeitraffung wird durch eine gleichsinnige Bewegung von Band- und Drehscheiben-Geschwindigkeit erzwungen, wobei einzelne Tonspurabschnitte durch die Rotation der Köpfe ausgelassen werden. Die erreichbare Größe der zeitlichen Raffungen bzw. Dehnungen ist von dem Klangereignis abhängig. Beim Klavier läßt sich z.B. eine Zeitraffung um 30% und eine Dehnung um 20% durchführen. Die Grenze des Verfahrens ist durch die Konstruktion und das Konstruktionsprinzip des Gerätes bedingt.

1.4 Iterationsverfahren

Lineare und nichtlineare Verzerrungen lassen sich durch das Iterationsverfahren [2, 5] in beliebiger Weise vervielfachen. Bei diesem Verfahren wird ein Klangereignis, das auf Magnettonband festliegt, über einen verzerrenden Vierpol abgespielt und auf einem zweiten Magnettonband aufgenommen. Dieser Vierpol kann auch durch eine elektroakustische Übertragungsanlage, bestehend aus Lautsprecher, Hallraum und Mikrofon, gebildet werden. Wird nun das aufgenommene Klangereignis von neuem über den gleichen Vierpol abgespielt und nochmals aufgenommen, so heben sich die linearen und nichtlinearen Verzerrungen des Vierpols immer stärker hervor. Sie können durch mehrfache Iteration beliebig gesteigert werden. Bei einer elektroakustischen Übertragungsanlage kommen die linearen und nichtlinearen Verzerrungen des Lautsprechers, des Mikrofons und die Nachhallkurve des benutzten Raumes in erster Linie zur Auswirkung. Voraussetzung ist, daß die Verzerrungen durch die übrigen Glieder der Übertragungskette (Magnetongerät, Verstärker usw.) in genügend kleinen Grenzen bleiben. Bei vielfacher Iteration beeinflussen jedoch auch die geringfügigen, durch Verstärker, Magnettongeräte usw. bedingten Verzerrungen das Klangbild in zunehmendem Maße.

1.5 Änderung des Spektrums durch Frequenzumsetzung

Die unter 1.1 bis 1.4 beschriebenen Verfahren haben als gemeinsame Kennzeichen die Unveränderlichkeit der musikalischen Intervalle. Sie verschieben sich höchstens in eine höhere oder tiefere Lage. Gegenüber der Frequenztransponierung im nachrichtentechnischen Sinne (Frequenzumsetzung) besteht jedoch ein grundsätzlicher Unterschied.

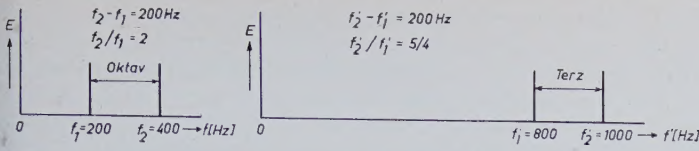


Abb. 2. Frequenztransponierung im nachrichtentechnischen Sinne. Der Abstand $f_2 - f_1 = f_2' - f_1'$ bleibt erhalten. Das Intervall ändert sich von $f_2/f_1 = 2$ (Oktave) auf $f_2'/f_1' = 5/4$ (Terz)

Hier werden z. B. zwei Frequenzen f_1 und f_2 (etwa im Oktavabstand) so verschoben, daß ihr absoluter Abstand $f_2 - f_1$ erhalten bleibt. Damit ändert sich das Intervall f_2'/f_1' . Wird z. B. $f_1 = 200$ Hz nach $f_1' = 800$ Hz verschoben und entsprechend $f_2 = 400$ Hz nach $f_2' = 1000$ Hz, so ist $f_2' - f_1' = 200$ Hz. Es entsteht aber das neue Intervall $f_2'/f_1' = 5/4$, also eine Terz (Abb. 2). Die Änderung der Intervalle innerhalb eines Spektrums hat eine weitgehende Änderung des gesamten Klangbildes zur Folge.

Die praktische Verwirklichung der Frequenzumsetzung lehrt die Technik der Einseitenband-Modulation mit unterdrücktem Träger [8, 9]. Sie beruht auf folgendem Prinzip: An die beiden Eingänge eines Ringmodulators werden das niederfrequente Klangspektrum, z. B. Sprache oder Musik, und ein sinusförmiger Träger höherer Frequenz geschaltet (Modulationsstufe). Am Ausgang entsteht unter Zwischen-schaltung eines Kanalfilters ein Seitenband in hoher Lage.

Dieses Seitenband muß von seiner hohen Lage wieder in die ursprüngliche, niederfrequente Lage zurückgeschoben werden. Dazu dient ein Rückumsetzer (Demodulator oder Gleichrichter). Für diese Demodulation sind zwei Verfahren gebräuchlich.

Bei dem einen Verfahren wird eine allgemeine Schwebung erzeugt, die durch die Überlagerung des vorliegenden Seitenbandes in hoher Lage mit einem zweiten sinusförmigen Zusatzträger entsteht. Aus dieser allgemeinen Schwebung läßt sich das ursprünglich niederfrequente Band durch Gleichrichtung an einem nichtlinearen Element mit parabelartiger Kennlinie wiedergewinnen.

Das andere Verfahren benutzt die Technik der Demodulation mittels eines Stern- bzw. Ringmodulators. Hier werden dem Demodulator das in der Modulatorstufe erzeugte Seitenband und ein zweiter sinusförmiger Träger zugeschaltet.

Beide Demodulationsverfahren liefern ein niederfrequentes Klangspektrum. Es ist aber möglich, durch Veränderung der zweiten Trägerfrequenz dieses Klangspektrum aus der ursprünglichen Tonlage (am Eingang der Modulatorstufe) nach oben oder unten zu verschieben.

Es sei im folgenden kurz die Wirkungsweise des Ringmodulators beschrieben.

1.51 Wirkungsweise des Ringmodulators

Der Ringmodulator (Abb. 3) hat 4 nichtlineare Elemente (im allgemeinen Cu_2O -Zellen), die bezüglich ihrer Durchlaßrichtung ringförmig zusammengeschaltet sind [10]. Wird an das Klemmenpaar I die Modulationsspannung E_ω und an das Klemmenpaar III die Trägerspannung E_Ω gelegt, so entsteht am Klemmenpaar II ein neues Frequenzspektrum. Die genaue Berechnung solcher Netzwerke mit

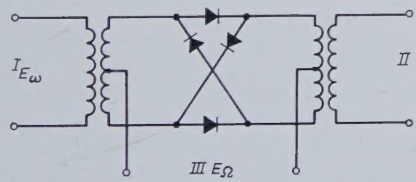


Abb. 3. Ringmodulator mit vier nichtlinearen Elementen

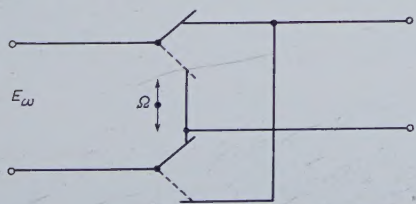


Abb. 4. Veranschaulichung der Wirkungsweise des Ringmodulators. (Arbeitsweise einem mit der Frequenz Ω betätigten Schalter vergleichbar)

mehreren, nichtlinearen Maschen stützt sich auf die Theorie der veränderlichen Widerstände und erfordert erheblichen Rechenaufwand. Es genügt aber für unsere Zwecke, vom idealen, verlustfreien Ringmodulator auszugehen. Man wählt die Amplitude der Trägerspannung E_Ω so groß, daß während der einen Halperiode der Zellenwiderstand praktisch Null, in der anderen Halperiode aber mehrere 10000 Ohm ist. In der Praxis wird dieser Betriebsfall hinreichend genau erreicht, wenn das Verhältnis

$$m = \frac{E_\omega}{E_\Omega} \leq 0,2$$

gewählt wird. Der innere Widerstand der Trägerstromquelle soll klein gegenüber dem veränderlichen Widerstand der Zellen sein. Während der einen Halperiode werden also die Längszweige durchgeschaltet, während der anderen Halperiode die Quersweige. Der Ringmodulator wirkt bezüglich der Modulationsspannung wie ein Wechselschalter, der mit der Frequenz Ω betätigt wird (Abb. 4).

Eine sinusförmige Modulationsspannung E_ω tritt auf Grund dieser Umpolung am Klemmenpaar II als sprunghaft umgepolte Sinuskurve auf (Abb. 5). Aus der Fourier-Reihe für den rechteckigen Linienzug [11]

$$e_1 = \frac{4}{\pi} E \left(\sin \Omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \Omega t + \dots + \frac{1}{n} \sin n \Omega t + \dots \right)$$

($n = \text{ungerade}$)

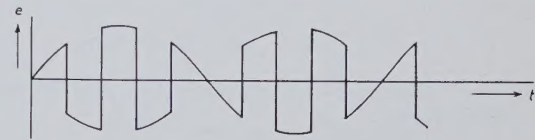


Abb. 5. Sprunghaft umgepolte sinusförmige Modulationsspannung

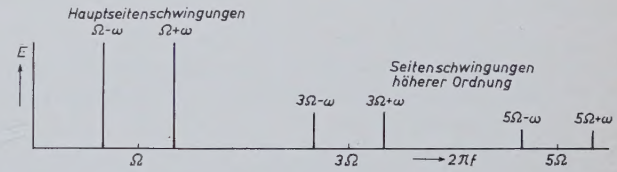


Abb. 6. Hauptseitenschwingungen und Seitenschwingungen der ungeraden Harmonischen der Trägerfrequenz

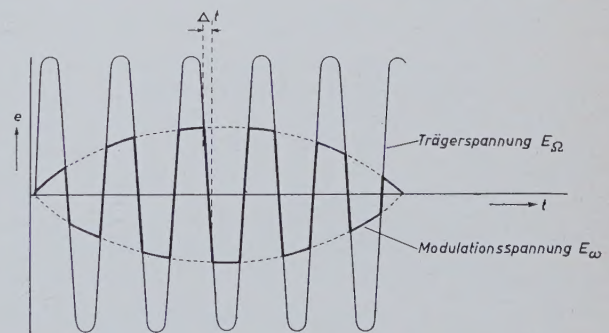


Abb. 7. Tatsächlicher Verlauf der Umpolung in der Zeit Δt

läßt sich durch Multiplikation mit der Zeitfunktion $\cos(\omega t + \varphi)$ leicht die Fourier-Reihe für die sprunghaft umgepolte Sinusschwingung ermitteln.

$$e_2 = \cos(\omega t + \varphi) \cdot \frac{4}{\pi} E \left[\sin \Omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \Omega t + \dots \right]$$

$$e_3 = \frac{2}{\pi} E \left\{ \sin[(\Omega - \omega)t - \varphi] + \frac{1}{3} \sin[(3\Omega - \omega)t - \varphi] + \dots \right.$$

$$\left. + \sin[(\Omega + \omega)t + \varphi] + \frac{1}{3} \sin[(3\Omega + \omega)t + \varphi] + \dots \right\}$$

Es entstehen am Klemmenpaar II die Seitenschwingungen $\Omega - \omega$ und $\Omega + \omega$ und außerdem die Seitenschwingungen zu den ungeradzahligten Harmonischen des Trägers (Abb. 6).

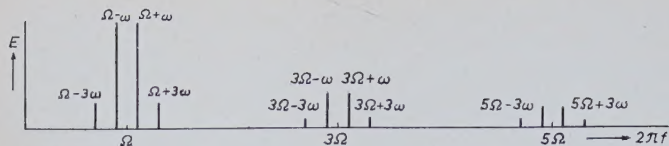


Abb. 8. Zusätzliche Seitenschwingungen, durch die Umpolungsverhältnisse bedingt

Die Umpolung der Niederfrequenz erfolgt aber strenggenommen nicht sprunghaft, wie in Abb. 5 gezeichnet, sondern während einer kleinen Zeit Δt (Abb. 7). Während dieser Zeitdauer ist die Modulationsspannung E_ω an den Zellen größer als die Trägerspannung E_Ω , so daß die Steuerung der Durchlaß- bzw. Sperr-Richtung nicht mehr von der Trägerspannung E_Ω , sondern von der Modulationsspannung E_ω übernommen wird. Aus diesem Grunde treten noch weitere Seitenschwingungen auf von der Form

$$\Omega \pm 3\omega, \quad 3\Omega \pm 3\omega, \quad 5\Omega \pm 3\omega$$

Die Amplituden dieser Seitenschwingungen sind jedoch mindestens um 3,5 Np kleiner als die Amplituden der oben erwähnten Haupt-seitenschwingungen (siehe Abb. 8). Dies gilt für $m < 0,2$.

Besteht die Modulation nicht aus einer einzigen Schwingung, sondern aus einem ganzen Spektrum, so gilt für jede Komponente ω_i das Bildungsgesetz

$$(2n+1)\Omega \pm \omega_i \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Die Seitenschwingungen erweitern sich dann zu Seitenbändern

$$(2n+1)\Omega \pm \sum_i \omega_i \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Der Vorteil des Ringmodulators liegt darin, daß nur Seitenbänder (Abb. 9) von der Form

$$(2n+1)\Omega \pm \sum_i \omega_i$$

auftreten. Es fehlen aber die Frequenzen Ω und ω_i sowie deren Harmonische.

Aus dem ganzen Spektrum (Abb. 9) läßt sich mit Hilfe eines Filters z.B. das obere Haupt-Seitenband $\Omega + \sum \omega_i$ oder das untere Haupt-Seitenband $\Omega - \sum \omega_i$ einwandfrei aussieben. Da beim Ringmodulator

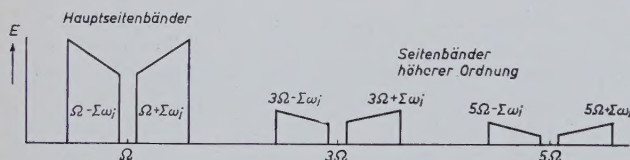


Abb. 9. Erweiterung der Seitenschwingungen zu Seitenbändern bei nicht monofrequenter Modulationsspannung

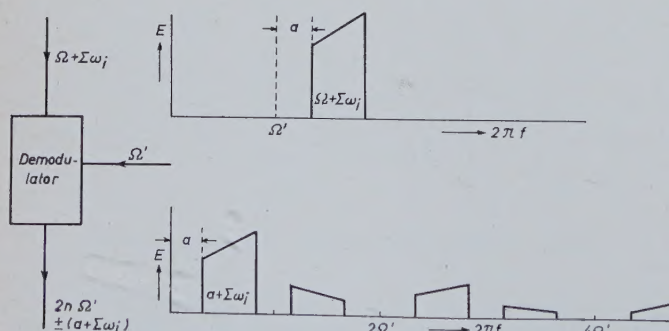


Abb. 10. Anwendung des Ringmodulators zur Demodulation

die Trägerfrequenz Ω unterdrückt ist, kann die Durchlaßbreite der Filter vergrößert werden. Diese Tatsache kommt besonders den tiefen Frequenzen des ursprünglichen Klangspektrums zugute, die bei der Umsetzung in die beiden Seitenbänder der Trägerfrequenz am nächsten liegen und deren gegenseitiger Abstand die Flankensteilheit des Filters mitbestimmt.

Vorteilhaft ist die Anwendung des Ringmodulators auch bei der Rückumsetzung des Seitenbandes in die niederfrequente Lage (Abb. 10). Dem Ringmodulator werden z.B. das obere Seitenband $\Omega + \sum \omega_i$ und ein zweiter sinusförmiger Träger Ω' zugeführt, dessen Frequenz

aber veränderliche Werte haben kann. Am Ausgang des zweiten Ringmodulators treten außer der Niederfrequenz nur noch die Seitenbänder zu den geradzahigen Harmonischen des Zusatzträgers Ω' auf. Die Frequenzen von der Form $p \cdot \sum \omega_i$, $p = 2, 3, 4, \dots$ und des Zusatzträgers Ω' mit seinen Oberwellen treten nicht mehr auf. Die Niederfrequenz $\sum \omega_i$ kann durch einen Tiefpaß leicht ausgesiebt werden, da ihr Abstand von den auftretenden Seitenbändern verhältnismäßig groß ist.

Die Lage der rückumgesetzten Modulationsfrequenz $\sum \omega_i$ wird jeweils bestimmt durch den Frequenzabstand a zwischen dem im Demodulator zugesetzten Träger Ω' und den Komponenten des Seitenbandes.

Soll die Modulation genau in ihre ursprüngliche Lage zurückverschoben werden, so muß die Frequenz des zugesetzten Trägers Ω' genau mit der Frequenz des zur Modulierung verwendeten Trägers Ω übereinstimmen. Diese Forderung ist ohne zusätzliche, komplizierte Einrichtungen nicht leicht zu erfüllen, da eine Genauigkeit von ± 1 Hz erforderlich ist. Man kann sich jedoch das Auffinden der richtigen Frequenz durch eine Rückkopplungsschaltung wesentlich erleichtern [8].

Weicht aber Ω von Ω' ab, so treten durch Intervallveränderungen (siehe Abb. 2) klangliche Umbildungen auf, die in den folgenden Abschnitten 2 und 3 besonders behandelt werden sollen.

Infolge der unvermeidlichen Unsymmetrien der Zellencharakteristik im Ringmodulator kann der Träger im Ausgang nicht vollständig unterdrückt werden. Mit Hilfe einer Kompensationsschaltung läßt sich jedoch die Restdurchflutung des Trägers im Ausgangsübertrager stets so weit kompensieren, daß weder der Träger selbst noch Differenztonen zwischen dem Träger des Modulators Ω und dem Träger des Demodulators Ω' in Erscheinung treten.

Die Dynamik der Modulation wird bei einer relativen Aussteuerung von $m \leq 0,2$ naturgetreu übertragen. Bei größerer Aussteuerung wirkt der Ringmodulator als Amplitudenbegrenzer, da dann die Steuerung der Zellen nicht mehr ausschließlich von der Trägerspannung übernommen wird.

1.52 Anwendungsmöglichkeit des Ringmodulators als Modulator ohne Demodulationsstufe

Die Eigenschaft des Ringmodulators, eine sinusförmige Schwingung mit der Frequenz ω in ein ganzes Frequenzspektrum $(2n+1)\Omega \pm \omega$ aufzuspalten (Abb. 6 u. 9), kann bei geeigneter Wahl von ω und Ω zu effektvollen Klangkombinationen verwendet werden. Reizvolle Wirkungen erreicht man durch Wobbeln eines der beiden Töne. Es ist vorteilhaft, Schwebungssummen zu verwenden, bei denen sich sowohl die Wobbelfrequenz (etwa 10 bis 40 Hz) als auch der Wobbelhub (etwa 4 bis 16 Hz) verändern lassen.

Wählt man $\omega = \Omega$, so wirkt der Ringmodulator als Frequenzvervielfacher, wobei nur die geraden Harmonischen auftreten.

Verwendet man als Modulation einen Instrumentaltönen mit dem Grundton der Frequenz f und als Trägerfrequenz eine Sinusschwingung mit der Frequenz $f/2$, so entsteht ein Klang, in dem nur die ungeraden Harmonischen von $f/2$ vorkommen. Hat z.B. der Grundton die Frequenz $f = 300$ Hz, so muß die Trägerfrequenz $f/2 = 150$ Hz gewählt werden. Es entsteht dann ein Klang mit den Komponenten 150, 450, 750, 1050 Hz usw. Es ist hier unter Umständen vorteilhaft, die relative Aussteuerung $m > 0,2$ zu machen, so daß das Ausgangsspektrum durch das Hinzutreten der Seitenschwingungen (siehe Abb. 8) ergänzt wird.

Im allgemeinen verleihen aber die Seitenschwingungen höherer Ordnung $(2n+1)\Omega \pm \omega$, wobei n groß ist (Abb. 6), dem Klangspektrum einen unschönen, rauen Charakter. Man erhält bessere Ergebnisse, wenn aus dem ganzen Spektrum nur ein Teil mit Hilfe eines Filters ausgesiebt wird.

Ersetzt man die sinusförmige Modulationsspannung durch farbiges Rauschen und verändert die Trägerfrequenz kontinuierlich, so können Windefekte dargestellt werden, deren Charakter sich in mannigfaltiger Weise variieren läßt.

2. Rückumsetzung des oberen Seitenbandes bei negativer Verstimmung $-\Delta\Omega$

Bei der Einseitenband-Übertragung kann sowohl das obere als auch das untere Seitenband übertragen werden. In den folgenden Beispielen wird zur Vereinfachung der Darstellung nur das obere Seitenband verwendet (Abb. 11).

Ist Ω_1 die Frequenz des Trägers im Modulator und Ω_2 die Frequenz des Zusatzträgers im Demodulator, so ist in dem hier betrachteten Fall $\Omega_2 < \Omega_1$, wobei $\Omega_2 - \Omega_1 = -\Delta\Omega$ als negative Verstimmung bezeichnet wird. Ist ω_0 eine beliebige Frequenz aus dem Originalspektrum $\Sigma\omega_i$, so ergibt sich bei der Rückumsetzung der Seitenschwingung $\Omega_1 + \omega_0$ mit dem Zusatzträger Ω_2 die niederfrequente Komponente ω_u . Es ist

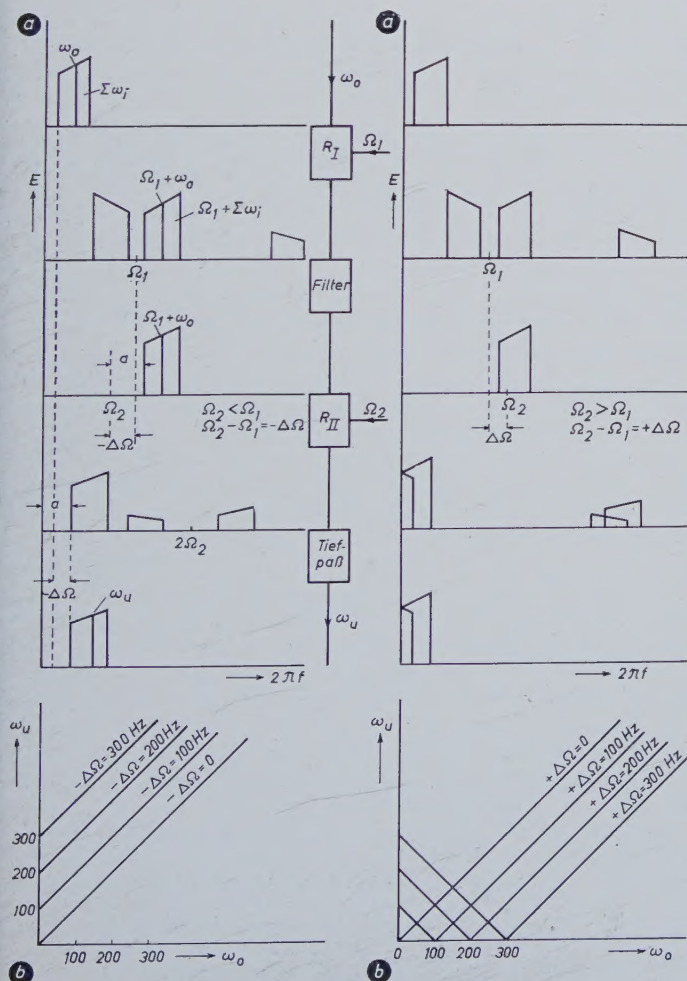
$$\omega_u = (\Omega_1 + \omega_0) - \Omega_2 = (\Omega_1 + \omega_0) - (\Omega_1 - \Delta\Omega)$$

$$\omega_u = \omega_0 + \Delta\Omega.$$

Aus der Kurvenschar in Abb. 11b lassen sich bei verschiedenen Werten von $-\Delta\Omega$ und einer beliebigen Originalfrequenz ω_0 die umgesetzten Frequenzen ω_u ablesen. Besteht die Modulation aus einem Grundton mit seinen Harmonischen, so lösen sich die „Harmonischen“ im umgesetzten Spektrum aus ihrer naturgegebenen Beziehung zum Grundton. Man kann im eigentlichen Klangspektrum nicht mehr von 1., 2., 3. und 4. Harmonischen sprechen, sondern nur von 1., 2., 3. und 4. „Klangkomponente“. Das Wort „Klangkomponente“ soll darauf hindeuten, daß zwischen ihnen keinerlei harmonische Zusammenhänge bestehen. Es ist deshalb verständlich, daß in vielen Fällen aus dem umgesetzten Tongemisch nicht mehr auf das Original geschlossen werden kann. Wie stark sich der Klangcharakter eines Instrumentaltones ändert, hängt bei gegebener Verstimmung von der Tonhöhe und dem Oberwellenspektrum ab. Es ist einleuchtend, daß ein Ton in hoher Lage, der nur zwei Oberwellen mit kleiner Amplitude hat, seinen Klangcharakter viel weniger ändert als ein Instrumentalton in tiefer Lage mit einem stark ausgeprägten Oberwellenspektrum.

Tab. I. Darstellung der Zusammenhänge zwischen virtueller Frequenz f_v und ihren Oberwellen f_u bei Umsetzung eines Originalklanges f_0 für verschiedene negative Verstimmungen $-\Delta\Omega$

Originalklang	200	400	600	800	1000	1200	
$\Delta\Omega = -1000$ Hz $f_u =$ Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	1200	1400	1600	1800	2000	2200	$f_v = 200$ Hz $n = 1$
$\Delta\Omega = -500$ Hz $f_u =$ Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	700	900	1100	1300	1500	1700	$f_v = 100$ Hz $n = 2$
$\Delta\Omega = -400$ Hz $f_u =$ Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	600	800	1000	1200	1400	1600	$f_v = 200$ Hz $n = 1$
$\Delta\Omega = -250$ Hz $f_u =$ Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	450	650	850	1050	1250	1450	$f_v = 50$ Hz $n = 4$
$\Delta\Omega = -240$ Hz $f_u =$ Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	440	640	840	1040	1240	1440	$f_v = 40$ Hz $n = 5$
$\Delta\Omega = -230$ Hz $f_u =$ Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	430	630	830	1030	1230	1430	$f_v = 10$ Hz $n = 20$
$\Delta\Omega = -229$ Hz $f_u =$ Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	429	629	829	1029	1229	1429	$f_v = 1$ Hz $n = 200$



An Hand eines Beispiels soll auf einige Gesetzmäßigkeiten im umgesetzten Spektrum hingewiesen werden. Der umzuformende Klang bestehe aus dem Grundton $f_0 = 200$ Hz und den Oberwellen 400, 600, 800, 1000 und 1200 Hz. Für eine Reihe von negativen Verstimmungen $-\Delta\Omega$ sind die umgeformten Klangspektren in Tabelle I zusammengefaßt. Dabei zeigt sich folgendes:

- Die Frequenzen f_u im umgeformten Spektrum erscheinen als Oberwellen zu einer virtuellen Grundfrequenz f_v . Ihre Ordnungszahl ist identisch mit dem größten gemeinsamen Faktor zwischen der Verstimmung $|\Delta\Omega|$ und der Grundschwingung f_0 .
- Während im Originalspektrum lückenlos alle Harmonischen der reellen Grundschwingung f_0 vorhanden sind, tritt im umgeformten Spektrum nur eine spezielle Auswahl der neuen Harmonischen, bezogen auf die virtuelle Grundfrequenz f_v , auf. Ist der Quotient $f_0/f_v = n$, so tritt nur jede n -te Harmonische zur virtuellen Grundschwingung auf. Diese zwei Gesetzmäßigkeiten gelten in letzter Konsequenz auch dann, wenn die Verstimmung $-\Delta\Omega$ und die Grundfrequenz f_0 nur noch den Faktor 1 gemeinsam haben.

3. Rückumsetzung des oberen Seitenbandes bei positiver Verstimmung $+\Delta\Omega$

Sehr interessante Ergebnisse erhält man, wenn die Frequenz des Zusatzträgers Ω_2 einen größeren Wert als Ω_1 hat. Ω_1 liegt dann innerhalb des oberen Seitenbandes. In diesem Fall ist die umgesetzte Frequenz

$$\omega_u = |(\Omega_1 + \omega_0) - \Omega_2| = |(\Omega_1 + \omega_0) - (\Omega_1 + \Delta\Omega)|$$

$$\omega_u = |\omega_0 - \Delta\Omega|.$$

In Abb. 12 sind die umgesetzten Frequenzen ω_u in Abhängigkeit von ω_0 aufgetragen. Parameter ist die Verstimmung $+\Delta\Omega$.

Abb. 11 (links). a) Einseitenbandrückumsetzung (oberes Seitenband) einer Frequenz ω_0 in eine Frequenz ω_u bei negativer Verstimmung $-\Delta\Omega$. b) Umgesetzte Frequenz ω_u als Funktion der Originalfrequenz ω_0 . Die negative Verstimmung $-\Delta\Omega$ tritt als Scharparameter auf. Abb. 12 (rechts). a) Einseitenbandrückumsetzung (oberes Seitenband) einer Frequenz ω_0 in eine Frequenz ω_u bei positiver Verstimmung $+\Delta\Omega$. b) Umgesetzte Frequenz ω_u als Funktion der Originalfrequenz ω_0 . Die positive Verstimmung $+\Delta\Omega$ tritt als Scharparameter auf.

Mit Hilfe folgender grafischer Konstruktion läßt sich aus einem vorgegebenen Klang in übersichtlicher Weise das umgesetzte Spektrum ableiten (Abb. 13):

Auf der oberen Frequenzachse ω_0 wird das Spektrum des Originalklanges aufgetragen und die Größe der gewählten Verstimmung $+\Delta\Omega$ markiert (Punkt P). Auf der unteren Frequenzachse ω_u ergibt sich folgendermaßen das Spektrum des umgeformten Klanges: Man zeichnet eine Hilfslinie von Punkt P nach Punkt O auf der

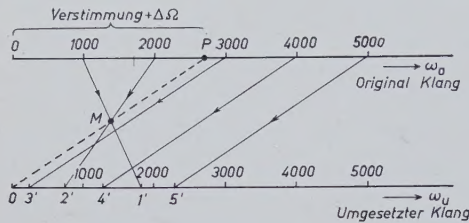


Abb. 13. Grafisches Verfahren zur Bestimmung einer umgesetzten Frequenz ω_u bei vorgegebener Originalfrequenz ω_0 für positive Verstimmung $\Delta\Omega$

ω_u -Achse und markiert ihre Mitte (Punkt M). Alle Komponenten des Originalklanges, die rechts von P liegen, erscheinen auf der ω_u -Achse als Schnittpunkte der Parallelen zur Strecke PO . Die Komponenten, die links von P liegen, werden von der ω_0 -Achse über den Punkt M auf die ω_u -Achse projiziert. In dem gezeigten Beispiel besteht der Originalklang aus 5 Harmonischen. Im umgesetzten Spektrum wird der Grundton durch die dritte Harmonische des Originalklanges gebildet, während der Grundton des Originalklanges nunmehr zur 4. Klangkomponente wird. Die Reihenfolge der Klangkomponenten ist also 3, 2, 4, 1, 5.

An Hand eines Zahlenbeispiels soll gezeigt werden, daß sich auch bei positiven Verstimmungen $+\Delta\Omega$ ähnliche Gesetzmäßigkeiten wie bei negativen Verstimmungen $-\Delta\Omega$ ergeben. Gegeben sei ein Grundton f_0 von 132 Hz mit den Harmonischen 264, 396, 528, 660, 792, 924, 1056 Hz, entsprechend der auf c aufgebauten Naturtonleiter. Die umgeformten Klangkomponenten sind für eine Anzahl von positiven Verstimmungen $+\Delta\Omega$ in Tabelle II zusammengestellt. Es zeigt sich, daß auch hier die einzelnen Komponenten des umgeformten Spektrums als Oberschwingungen einer u. U. virtuellen Grundfrequenz f_v erscheinen. Aus der möglichen Zahl der Oberschwingungen $p \cdot f_v$, wobei $p = 1, 2, 3, \dots$ ist, erscheint aber nur eine bestimmte Auswahl, die für umgesetzte Frequenzen durch die Beziehung $n = f_0/f_v$ ge-

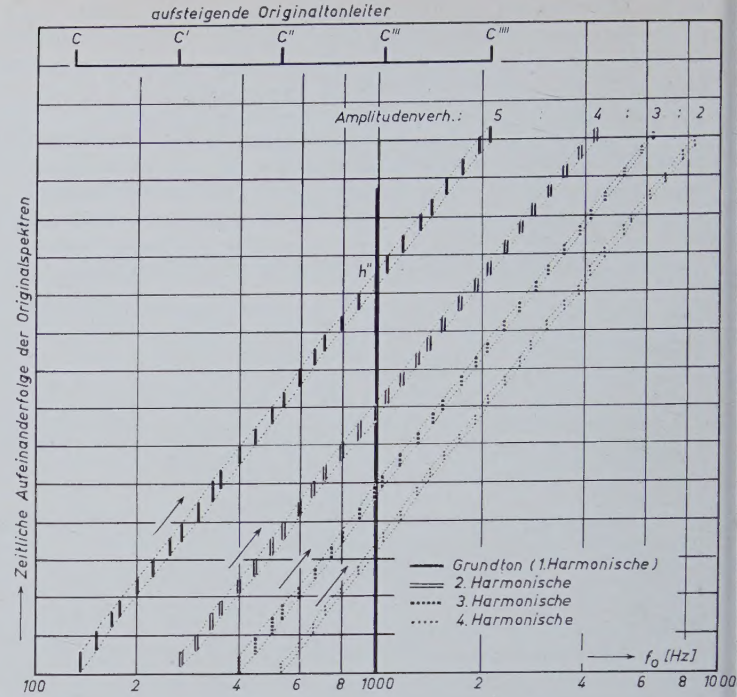


Abb. 14. Spektraldarstellung der C-Dur-Tonleiter über vier Oktaven

geben ist. Für Frequenzen $f_u < \Delta\Omega$ spaltet sich der Quotient n in zwei Summanden n_1 und n_2 auf, wobei $n = n_1 + n_2 = \text{const.}$ ist.

So ist z. B. (siehe Tab. II) bei einer Verstimmung $\Delta\Omega = +600$ Hz die virtuelle Grundschwingung $f_v = 12$ Hz und die Ordnungszahl der Harmonischen bezogen auf diese virtuelle Grundschwingung 12 Hz:

Ordnungszahl 5. 6. 16. 17. 27. 28. 38. 39. 49. 60. 71. 82. usw.
Abstand der 1 10 1 10 1 10 1 10 11 11 11 usw.
Ordnungszahlen

Bei einer Verstimmung $\Delta\Omega = +500$ Hz ist die virtuelle Grundschwingung $f_v = 4$ Hz und die Ordnungszahl der Harmonischen bezogen auf die virtuelle Grundschwingung 4 Hz:

Originalklang		132	264	396	528	660	792	924	1056	1188	1320	1452	
$\Delta\Omega = +600$ Hz	$f_u =$	468	396	204	72	60	192	324	456	588	720	852	$f_v = 12$ Hz
	Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	39.	28.	17.	6.	5.	16.	27.	38.	49.	60.	71.	$n = 11$ $n_1 = 1, n_2 = 10$
$\Delta\Omega = +500$ Hz	$f_u =$	368	236	104	28	160	292	424	526				$f_v = 4$ Hz
	Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	92.	59.	26.	7.	40.	73.	106.	139.				$n = 33$ $n_1 = 19, n_2 = 14$
$\Delta\Omega = +396$ Hz	$f_u =$	264	132	0	132	264	396	528	660				$f_v = 132$ Hz
	Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	2.	1.	—	1.	2.	3.	4.	5.				$n = 1$
$\Delta\Omega = +264$ Hz	$f_u =$	132	0	132	264	396	528	660	792				$f_v = 132$ Hz
	Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	1.	—	1.	2.	3.	4.	5.	6.				$n = 1$
$\Delta\Omega = +165$ Hz	$f_u =$	33	99	231	363	495	627	751	991				$f_v = 33$ Hz
	Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	1.	3.	7.	11.	15.	19.	23.	27.				$n = 4$ $n_1 = 2$
$\Delta\Omega = +33$ Hz	$f_u =$	99.	231	363	495	627	751	991	1023				$f_v = 33$ Hz
	Ordnungszahl der Harmonischen von f_v	3.	7.	11.	15.	19.	23.	27.	31.				$n = 4$

Tab. II. Darstellung der Zusammenhänge zwischen virtueller Frequenz f_v und ihren Oberwellen f_u bei Umsetzung eines Originalklanges f_0 für verschiedene positive Verstimmungen $+\Delta\Omega$

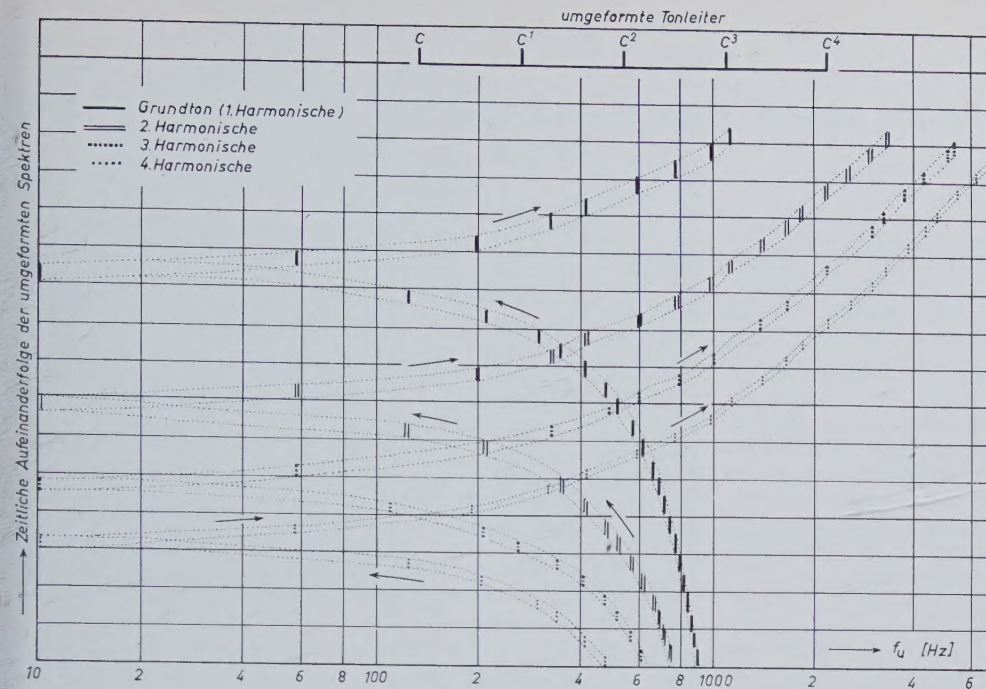


Abb. 15. Ergebnis der Klangumformung der C-Dur-Tonleiter über vier Oktaven bei einer Verstimmung von $\Delta\Omega = 1000$ Hz

bewegung der Töne. Es treten vielmehr Sprünge auf; es brechen einzelne Töne aus der vorgegebenen Reihenfolge heraus. Diese Wirkung kommt durch den vollkommenen Umbau der klanglichen Struktur zustande. Die Strukturveränderung bezieht sich sowohl auf die Umgruppierung der ursprünglichen Harmonischen als auch auf ihre unregelmäßige Verteilung im Klangspektrum und die dadurch bedingte subjektive Klangwirkung unter Einbeziehung der bekannten Abhängigkeit des Lautstärkeindrucks von der Tonhöhe. Die tiefste Klangkomponente eines umgesetzten Klangbildes kann z.B. unter die Hörschwelle fallen, so daß sprunghaft die nächsthöhere Komponente zum neuen Grundton des Klanges wird.

Für die Zwecke des Hörspiels wurde beim *Südwestfunk* ein Frequenz-

umsetzer gebaut. An dieser Stelle soll nicht versäumt werden, der Firma *Siemens & Halske AG*, insbesondere Herrn Dr. Werrmann vom Zentrallaboratorium München zu danken, der technische Unterlagen und wesentliche Schaltelemente zur Verfügung gestellt hat. Die Ergebnisse zeigten die absolute Brauchbarkeit des Verfahrens zur Erzeugung transzendenter Geräusche und Klänge. Sie wurden in mehreren Hörspielen mit gutem Erfolg eingesetzt. Es sind aber noch weitere Untersuchungen notwendig, um alle Erscheinungen, insbesondere die Veränderung der Ein- und Ausschwingvorgänge klären zu können.

Da als Ursubstanz bei der Frequenzumsetzung in der Natur vorkommende Klangbilder verwendet wurden, kann diese Art der Klangumsetzung auch in der „Musique Concrète“ [12] angewandt werden. Die Ausschöpfung aller Möglichkeiten gehört aber nicht allein in das technisch-physikalische Aufgabengebiet, sondern wendet sich im hohen Maße an die schöpferische Gestaltungskraft des Komponisten. Eine enge Zusammenarbeit zwischen technischer Entwicklung und künstlerischer Intuition ist unerlässlich.

Schrifttum

- [1] Scheffler, O.: Neue Rundfunkstudioteknik. ELEKTRONISCHE RUND-SCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 1, S. 12—16, u. Nr. 2, S. 57—59
- [2] Meyer-Eppler, W.: Elektrische Klangerzeugung. Bonn 1949, Ferd. Dümmlers Verlag
- [3] Reichardt, W.: Grundlagen der Elektroakustik. Leipzig 1954, Akademische Verlagsgesellschaft
- [4] Maier, S., u. Wunderer, A.: Grundlagen der Instrumentenkunde. Wien 1951, Universal Edition
- [5] Elektronische Musik, NWDR — Sonderheft 1951, Nr. 1, 2
- [6] Poullin, J.: L'apport des techniques d'enregistrement dans la fabrication de matières et de formes musicales nouvelles. L'onde électrique Bd. 34 (1954) Nr. 324, S. 282
- [7] Wincke l F.: Verbesserung in der Musikwiedergabe. FUNK UND TON Bd. 8 (1954) Nr. 12, S. 649—650
Springer, A. M.: Ein Gerät zur Änderung der Wiedergabezeit einer Schallaufnahme. ELEKTRONISCHE RUND-SCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 12, S. 418—420
- [8] Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Leipzig 1953, Akademische Verlagsgesellschaft
- [9] Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter. Leipzig 1948, Akademische Verlagsgesellschaft
- [10] Schmid, A.: Die Wirkungsweise der Ringmodulatoren. Veröff. a. d. Gebiete d. Nachr.-Techn. d. Siemens & Halske AG Bd. 6 (1936) S. 145
- [11] Wallot, J.: Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik. Berlin 1948, Springer-Verlag
- [12] Winckel, F.: Klangstruktur der Musik. Berlin 1955, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde

Ordnungszahl	7.	26.	40.	59.	73.	92.	106.	139.	172.	usw.
Abstand der Ordnungszahlen	19	14	19	14	19	14	33	33		usw.

Für $\Delta\Omega = 600$ Hz wird der Quotient $n = \frac{132}{12} = 11$. Er gilt für alle Komponenten, deren Frequenz über 600 Hz liegt, d.h. ab der 49. Harmonischen ($49 \cdot 12 = 588$). Für kleinere Komponenten wird n aufgespalten, und zwar abwechselnd in $n_1 = 1$ und $n_2 = 10$.

Für $\Delta\Omega = 500$ Hz wird der Quotient $n = \frac{132}{4} = 33$ und gilt für alle Komponenten, deren Frequenz über 500 Hz liegt, d.h. ab der 106. Harmonischen ($106 \cdot 4 = 424$). Für Harmonische, deren Frequenz unter 500 Hz liegt, wird $n_1 = 19$ und $n_2 = 14$, d.h. $n_1 + n_2 = 33$.

Interessante Auswirkungen dieser Gegebenheiten treten z.B. bei der Frequenzumsetzung einer Tonleiter auf. Abb. 14 zeigt ein vereinfachtes Spektralbild einer C-Dur-Tonleiter, die sich über 4 Oktaven, von c bis c''', erstreckt. Es sind 4 Harmonische eingetragen, deren Amplituden unabhängig von der Grundtonhöhe im gleichen Verhältnis 5:4:3:2 stehen sollen.

Abb. 15 zeigt das Ergebnis der Klangumformung für eine Verstimmung $\Delta\Omega = 1000$ Hz. Man erkennt folgende Einzelheiten:

a) Das Abspielen der Töne der C-Dur-Tonleiter, nach ansteigenden Tonhöhen geordnet, ergibt durch die Transponierung eine absteigende Tonfolge. Der Originalgrundton von 132 Hz wird in eine Frequenz von $868 = \Delta\Omega - 132$ [Hz] umgesetzt. Wenn die Tonhöhe des Originalgrundtones den Wert der Verstimmung $\Delta\Omega$ erreicht hat, dann tritt bei der transponierten Folge ein Umschlag zu ansteigender Tonhöhe ein. Dieser Umkehrpunkt liegt bei dem angeführten Beispiel bei $h'' = 990$ Hz für die Originaltonleiter entsprechend 10 Hz für die transponierte Folge.

b) Es wird aber die ursprüngliche Tonleiter in ihrer Struktur vollkommen umgebaut. Die 4. Harmonische des Originalklanges wird durch die Umsetzung die tiefste, der ursprüngliche Grundton die höchste Komponente. Erst bei Tönen, die über dem Umkehrpunkt h'' liegen, bildet sich die ursprüngliche Reihenfolge der Teiltöne wieder aus.

c) Alle anderen Teiltöne machen eine ähnliche Bewegung wie der Grundton. Je größer die Ordnungszahl der Harmonischen im Originalspektrum ist, desto früher wird der Umkehrpunkt h'' erreicht, bei dem sich die Abwärtsbewegung der umgesetzten Frequenzen in eine Aufwärtsbewegung verwandelt. Aus der Abb. 15 ist zu ersehen, daß zeitweise jede Harmonische der Originalschwingung zum Grundton im umgesetzten Klangbild werden kann.

d) Beim Abhören der umgesetzten Tonleiter ergibt sich keine kontinuierliche Tonfolge im Sinne einer stetigen Abwärts- bzw. Aufwärts-

25 Jahre elektronisches Fernsehen in Deutschland

DK 621.397.5(09)(43)

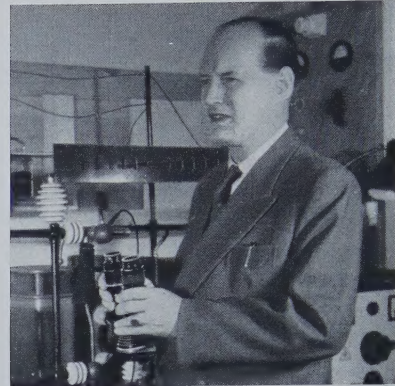
Das Fernsehen ist heute auch in Deutschland im Begriff, einen ähnlichen Aufschwung zu nehmen, wie es vor 30 Jahren beim Rundfunk der Fall war. Bei dem hohen Stand der technischen Entwicklung verißt man aber nur zu leicht, welches Maß an Entwicklungsarbeit und welcher persönliche Idealismus einiger begeisterter Techniker, Ingenieure und weit vorausschauender Vertreter der Behörden notwendig war, um dieses Ziel zu erreichen.

Noch sehr viel mehr als beim Rundfunk stand man in den Anfangsjahren der Fernsehentwicklung vor Problemen, die mit den damals bekannten Mitteln kaum zu lösen waren. Wichtige Erkenntnisse der Übertragungstechnik, Elektronenröhrentechnik, Sendertechnik und der heute so wichtigen Informationstheorie fehlten. Daß die Idee des Fernsehens schon gegen Ende des vorigen Jahrhunderts irgendwie in der Luft lag, beweisen zahlreiche Patentanmeldungen, die ihrer Zeit weit vorausseilten. Es sei hier nur erinnert an die 1883 von Nipkow zum Patent angemeldete Lochscheibe, an das 1889 von Weiller zum Patent angemeldete Spiegelrad und auch an das Verfahren von v. Mihaly zur Zeilenzerlegung mittels bewegter Spiegel. Da für diese Patente eine Möglichkeit der praktischen Auswertung noch nicht bestand, verfielen sie vielfach, ohne daß der Erfinder einen materiellen Nutzen gehabt hätte.

Das erste Entwicklungsstadium des Fernsehens ist durch die Anwendung mechanischer Prinzipien gekennzeichnet. Nipkow-Scheibe, Spiegelrad, Fotozelle und Flächenglimmlampe sind wesentliche Elemente, die den Stand der damaligen Verfahrenstechnik wiedergeben. Daß die Bildgröße, die kaum über 6×8 cm hinausging, die Wünsche des Publikums nicht befriedigen konnte, lag auf der Hand. Es war deshalb schon ein großer Fortschritt, als Karolus 1929 Bilder von etwa 75 cm Seitenlänge projizierte und damit einem größeren Personenkreis die gleichzeitige Bildbetrachtung ermöglichte. Als Lichtsteuerorgan benutzte er die Kerrzelle und als Ablenkvorrichtung ein Spiegelrad für 96 Zeilen. Etwa um 1930 war man sich in weiten Kreisen der Fachwelt aber darüber einig, daß ein Fernsehen im Sinne eines Fernseh Rundfunks mit diesen technischen Voraussetzungen praktisch unmöglich war. Es mußten deshalb neue Wege gesucht werden.

Ganz klar setzte sich die Erkenntnis durch, daß eine wesentlich größere Zeilenzahl notwendig war, um ein diesen Ansprüchen gerecht werdendes Fernsehbild mit dem erforderlichen Auflösungsvermögen zu übertragen. Da mechanische Bildzerleger hierfür ausschieden, lag

Abb. 1.
Baron Manfred von Ardenne



es nahe, dafür den trägheitslosen Elektronenstrahl zu verwenden, wie er bereits in der Braunschen Katodenstrahlröhre seit vielen Jahren bekannt war. Eine Braunsche Röhre für Zwecke der Bildübertragung zu verwenden, schlug 1906 bereits Dieckmann in einer Patentanmeldung vor, die ein Verfahren zur Übertragung von Schriftzeichen und Strichzeichnungen zum Gegenstand hatte. Dieses Verfahren begnügte sich mit der galvanischen Abtastung metallischer Vorlagen, war also keine elektronenoptische Bildumwandlung im heutigen Sinne. Die Intensität des Leuchtflecks hätte bei dem damaligen Stand der Technik auch nicht ausgereicht, eine für das Schreiben von Fernsehbildern ausreichende Helligkeit zu erzeugen.

Der entscheidende Schritt in der praktischen Realisierung wurde durch Manfred von Ardenne getan, der durch seine Arbeiten über den aperiodischen Verstärker, der damaligen Bezeichnung für Breitbandverstärker, weiten Kreisen bekanntgeworden war. Durch kapazitätsarmen Aufbau und durch Verwendung eines Röhrensystems mit großer Steilheit gelang es ihm, die obere Verstärkungsgrenze um mehr als eine Größenordnung hinauszuschieben. Gemeinsam mit S. Loewe entstand damals auch die Mehrfachröhre, die zwei bzw. drei Röhrensysteme einschließlich aller Kopplungselemente in einem gemeinsamen Glaskolben enthielt. Mit der Zweifachröhre erreichte man für die Verstärkung eine obere Frequenzgrenze von etwa 10^6 Hz. Auf die Möglichkeiten, diese Technik auch für das elektronische Fernsehen zu verwenden, wies Aigner [1] bereits 1925 hin.

Ardenne entwickelte nun 1929 auch eine moderne Form der Elektronenstrahlröhre, die u. a. durch eine kleinflächige Glühkatode und durch ein elektronenoptisches System gekennzeichnet war. Mit Hilfe eines strahlsammelnden elektrischen Feldes, das man im Sprachgebrauch als elektrostatische Immersionslinse bezeichnet, erreichte man mit dieser neuen Technik gegenüber älteren Röhren eine etwa 200fach größere Helligkeit des Lichtpunktes und eine erheblich bessere Strahlkonzentration. Diese Röhre fand zunächst in der Oszillografentechnik weitgehende Anwendung. Gleichzeitig bot diese Katodenstrahlröhre aber auch eine der wichtigsten Voraussetzungen für die elektronische Fernsehtechnik und die spätere Radartechnik.

Die Bedeutung der Ardenneschen Arbeiten erkannte man im In- und Ausland sehr bald, und Sir Watson Watt schrieb schon 1933 im Vorwort seines Buches „Application of the Cathode Ray Oscillograph in Radio Research“: M. von Ardenne erreichte weiter sehr bedeutende Erfolge mit seiner Elektronenstrahlröhre ... Fortschritte, die wir auf dem Gebiet der Radioforschung erzielen konnten, verdanken wir der Erfinderkraft, den Fähigkeiten und der unfehlbaren freundlichen Gesinnung des Barons M. von Ardenne.

In einem Vortrag in der *Technischen Hochschule*, Berlin-Charlottenburg, wies Ardenne 1930 bereits darauf hin, daß die Zukunft dem Fernsehen unter Verwendung der Braunschen Röhre gehört [3]. Nachdem auch Aigner und Schröter u. a. in theoretischen Arbeiten und Vorversuchen auf die Möglichkeiten des elektronischen Fernsehens hingewiesen hatten und Zworykin diese Arbeiten später wertvoll

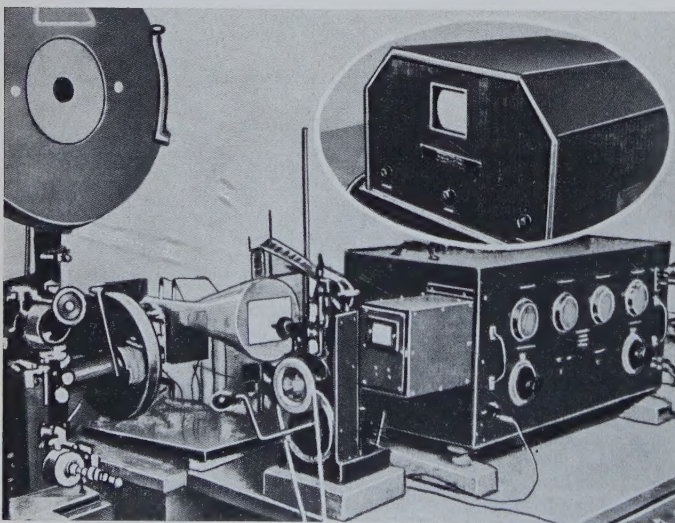


Abb. 2. Bild der New York Times vom 16. 8. 1931. Es heißt dort: „Cathode Radio Television Sender on Which Baron Manfred von Ardenne of Germany Has Been Experimenting Since 1928. The Transmitter and Receiver (Inset) Will Be Exhibited in a Forthcoming Berlin Radio Exposition. The Images Are Seen on the End of the Tube in the Square Aperture of the Receiver“



Abb. 3. Presseveröffentlichungen über das elektronische Fernsehen aus dem Jahre 1931

ergänzte, gelang es Ardenne am 14. Dezember 1930, also vor fast genau 25 Jahren, in seinem Berlin-Lichterfelder Laboratorium erstmalig, eine elektronische Bildübertragung mit Halbtönen und gleichmäßiger Ausleuchtung durchzuführen. Die Qualität dieser ersten übertragenen Bilder erreichte nicht nur die der bisherigen „mechanischen“ Technik, sondern übertraf sie bereits. Ardenne arbeitete dabei auf der Empfängerseite mit der von ihm entwickelten Elektronenstrahlröhre und benutzte sie auch auf der Senderseite zur Bildabtastung.

Dieses Datum ist historisch, denn die guten Ergebnisse dieser ersten Versuche sind überall in der Welt der Anlaß dazu geworden, die bis dahin benutzte Technik fast schlagartig auf die rein elektronische Technik umzustellen. Viele Fachleute aus aller Welt wohnten den damaligen ersten Vorführungen bei, so u. a. Staatssekretär Kruckow, Dr. Bannetitz von der DRP, aus dem Telefunken-Kreis Prof. Schröter, Prof. Karolus, Dr. Knoll, aus dem Kreis der Fernseh-AG Dr. Möller, Dr. Schubert, die englischen Physiker Baird, Watson Watt, der Franzose Bartélémy, von Mihaly, Dr. Zworykin, Prof. Ives und Prof. Barkhausen. Anläßlich der Berliner Funkausstellung 1931 stellte Ardenne seine neue Technik erstmalig der Öffentlichkeit vor. Er übertrug mit Hilfe eines abgeänderten Kinoprojektors Filme, die statt mit der Nipkow-Scheibe jetzt elektronisch abgetastet wurden. Zahlreiche Veröffentlichungen in der Tages- und Fachpresse der Welt nannten diese Vorführung einen Markstein in der technischen Entwicklung.

Die damalige Deutsche Reichspost förderte durch die zielbewußte Arbeit des Staatssekretärs Kruckow die elektronische Fernsehtechnik in großzügiger Weise. Das RPZ hatte bereits 1929/30 Fernseh-Versuchssendungen im Mittel- und Langwellenbereich durchgeführt, was wegen der damals benutzten geringen Bandbreite (1200 Bildpunkte bei 12,5 Bildwechsel je Sekunde) in diesen Wellenbereichen noch möglich war. 1934 nahm ein von Telefunken gebauter UKW-Bildsender in Berlin-Witzleben mit der damals gerade entstandenen Norm (180 Zeilen, 25 Bildwechsel je Sekunde) auf 6,77 m (Bildträger) und 7,06 m (Tonträger) mit 4 kW Antennenleistung den Fernsehver-

suchsbetrieb auf. Der 22. März 1935 war dann der Geburtstag des ersten offiziellen Fernsehbetriebs in Deutschland.

1938 wurde endgültig ein neuer Telefunken-Sender mit der 441-Zeilennorm (Bildträger 47,7 MHz, Tonträger 45 MHz) in Betrieb genommen, der als „Fernsehsender Paul Nipkow Berlin“ bekanntgeworden ist. Während der Olympiade 1936 konnte bereits der erste vom RPZ gebaute Speicherröhren-Abtaster nach Zworykin zur direkten Übertragung der sportlichen Ereignisse aus dem Olympiastadion in Betrieb genommen werden. Gleichzeitig entstanden damals in Berlin bereits die ersten Fernsehkinos, die mit Hilfe besonderer Projektionsbildröhren ein Bild von der Größe 3×4 m projizierten. Die deutschen Arbeiten fanden ihre äußere Anerkennung u. a. in drei Goldmedaillen, die anläßlich der Pariser Weltausstellung 1936 der Deutschen Fernsehschau verliehen wurden. Der allgemeinen Einführung des Fernsehens machte der Ausbruch des zweiten Weltkrieges ein Ende, und von 1945 bis 1950 ruhte in Deutschland jegliche Arbeit vollkommen. Dann aber begann wieder langsam der Aufbau, und am 25. Dezember 1952 konnte man in der Bundesrepublik den regelmäßigen Programmbetrieb mit der neuen 625-Zeilennorm aufnehmen. Das von der Deutschen Bundespost aufgebaute Sender- und Relaisstreckennetz versorgt das Bundesgebiet einschließlich Westberlin fast lückenlos mit Fernsehsendungen. Ein ähnlich dichtes Fernnetz entsteht jetzt auch in der DDR, wo acht Sender ihren Betrieb bereits aufgenommen haben, denen weitere folgen werden.

*

25 Jahre elektronisches Fernsehen, 25 Jahre intensive Pionierarbeit — all denen, die hierbei mitgearbeitet und damit zu dem heute hochentwickelten Stand der Technik beigetragen haben, sollen diese Ausführungen gewidmet sein.

Schrifttum

- [1] Aigner, Zeitschrift für Hochfrequenztechnik Bd. 23 (1925) S. 56
- [2] ● von Ardenne, M.: Der Bau von Widerstandsverstärkern. Berlin 1927, Verlag R. C. Schmidt & Co.
- [3] von Ardenne, M.: Die Braunsche Röhre als Fernsehempfänger. Fernsehen Bd. 1 (1930) Nr. 5
- [4] ● Watt, W.: Application of the Cathode Ray Oscillograph in Radio Research. London 1933
- [5] ● von Ardenne, M.: Fernsehempfang. Berlin 1935, Weidmannsche Buchhandlung
- [6] ● Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Leipzig 1942, Akademische Verlagsgesellschaft
- [7] 25 Jahre Fernseh-GmbH. Festschrift 1955 (Firmendruck)

FUNK-TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTRONIK



brachte u. a. folgende Beiträge in den Januarheften 1956 (Nr. 1 u. 2):

- Zur Technik der Fernsehempfänger
- Schaltungstechnik neuer Fernsehempfänger
- Fernsehempfänger zum Selbstbau
- Wirtschaft, Sender, Post und Publikum / Ein Schaubild des Gefüges auf dem Sektor Funk und Phono
- Ein neues Studio-„Magnetophon“ mit umschaltbarer Bandgeschwindigkeit
- Hi-Fi auch in NF-Vorstufen?
- Die Messung von Schwankungen der Laufgeschwindigkeit bei Abspielgeräten
- Leuchtsäule für Übertragungsanlagen
- Verbesserungen im ZF-Teil des Amateursupers »FT-Übersee«
- Ein Amateur-Verkehrsempfänger
- Die Umrechnung einer Serienschaltung in eine gleichwertige Parallelschaltung und deren Bedeutung in der Meßtechnik
- Hochwertiges und vielseitig verwendbares LC-Meßgerät
- Regelungs- und Steuerungstechnik

Von Sendern und Frequenzen • Kurznachrichten • Zeitschriftendienst
Beilagen: Mikrowellenelemente (Hohlrohrtechnik) • Prüf- und Meßgeräte • Prüfen und Messen • UKW- und Fernsehantennen

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

Bei einer Betrachtung der Geschichte des Fernsehens und bei einem kurzen Überblick über den gegenwärtigen Stand in den Vereinigten Staaten muß an den 17. Dezember 1953 als einen Meilenstein in der Geschichte des Farbfernsehens erinnert werden. An diesem Tage nahm die *Federal Communications Commission* die auf dem *RCA*-System basierende *NTSC*-Farbfernsehnorm an. Seitdem sind große Fortschritte erreicht worden. Das Hauptproblem war die Produktion eines Farbfernsehempfängers, der ebenso leicht zu bedienen und ebenso betriebssicher wie ein Schwarz-Weiß-Empfänger ist und der bei einem genügend niedrigen Preis für eine große Zahl von Fernsehteilnehmern erschwinglich ist [1].

1. Dreifarben-Bildröhre

Das Herz und zugleich auch der teuerste Teil des Farbfernsehempfängers ist die Bildröhre. Es war ein großer Aufwand bei der Produktion dieser Röhren notwendig, bis die *RCA* 1953 die ersten kommerziell brauchbaren Röhren herstellen konnte. Es waren 15"-Glasröhren mit der jetzt üblichen Lochmaske. Weitere intensive Entwicklungsarbeiten führten im November 1954 zu einer verbesserten 21"-Röhre mit Metallkolben, die heute viel verwendet wird. Abb. 1 zeigt die alte und die neue Röhre.

Die *RCA*-Röhre 21 AXP 22 trägt den Punktraster-Leuchtschirm direkt auf der gekrümmten Frontplatte; das ergibt ein maximales Bildfeld bei gegebenem Schirmdurchmesser. Die dünne metallische



Abb. 1. 15"-Dreifarben-Bildröhre aus Glas und 21"-Dreifarben-Bildröhre mit Metallkolben der *RCA*

Lochmaske mit 300 000 Löchern ist zur Frontplatte passend geformt und direkt dahinter freitragend auf gefederten Haltern befestigt. Diese Befestigungsart hat sich als sehr zweckmäßig erwiesen, weil sie Fehler bei der mechanischen Einstellung vermeidet, und deshalb ist diese Technik für die Massenproduktion von großer Bedeutung [2]. Ein Vorteil der Metallkolben-Konstruktion ist die weitgehende Abschirmung gegen das erdmagnetische Feld. Das Restfeld läßt sich leicht durch ein System von kleinen Magneten rund um die Frontseite der Röhre ausgleichen.

Im Vergleich zu einer 21"-Schwarz-Weiß-Bildröhre mit gleichem Ablenkwinkel von 70° ist die Farbröhre 5 cm länger und 2 kg schwerer. Der Längenunterschied ist nicht durch die Länge der Elektronenkanone, die in beiden Röhren ungefähr gleich ist, sondern durch den Raumbedarf des Spulenjochs und der anderen Einzelteile, die am Röhrenhals befestigt sind, bedingt. Die 21 AXP 22 hat eine größere Brillanz als frühere Röhren und erzeugt im Durchschnitt ein Farbbild von 260 Quadratzoll (1680 cm²) mit Spitzlichtern von 25 foot-lamberts (85 lx). Diese Bildhelligkeit ergibt in Verbindung mit einer Filterglas-Frontplatte einen guten Bildkontrast bei normaler Raumbeleuchtung.

Verschiedene andere Formen von Dreifarben-Röhren wurden vorgeschlagen, darunter solche mit Fokussierungsgitter oder Richtelementen. Einige haben im Versuchsbetrieb schon gearbeitet, müssen aber für die praktische Anwendung noch weiterentwickelt werden. Einige dieser anderen Firmen haben dabei die *RCA*-Bildröhre mit Lochmaske für ihre Farbempfänger übernommen. Die *RCA* ist der Überzeugung, daß die 21 AXP 22 im Augenblick der einzig brauchbare Röhrentyp ist, der in nächster Zukunft in ausreichender Menge und zu einem annehmbaren Preis lieferbar ist und es auch in nächster Zukunft noch bleiben wird. Die Fertigungstechnik beherrscht man so gut, daß die Ausschußquote kaum größer als bei Schwarz-Weiß-Bildröhren ist. Im Augenblick produziert das Lancaster-Werk der *RCA* diese Röhre mit einer monatlichen Stückzahl von 5000, und es sind bereits etwa 30 000 Röhren ausgeliefert worden. Anfang 1955 war es möglich, den Preis von 175 auf 100 \$ zu senken, aber alle Anzeichen deuten darauf hin, daß noch weitere Preissenkungen möglich sind. Das Vertrauen in die Zukunft des Farbfernsehens ist so groß, daß inzwischen die Produktionseinrichtungen für die Herstellung von mehr als 30 000 Röhren monatlich erweitert worden sind.

2. Der moderne Farbfernsehempfänger

In der Zwischenzeit sind die Arbeiten zur Vereinfachung der Empfänger und zur Verbesserung ihrer Leistung und Betriebssicherheit weitergegangen. Die Ergebnisse sind erstaunlich. Der neue *RCA*-21"-Farbempfänger, der jetzt laufend hergestellt wird, enthält einschließlich Bildröhre nur noch 26 Röhren, 2 Kristalldioden und 2 Selengleichrichter. Gegenüber den 36 Röhren des 21"-Gerätes von 1954 ist das eine erhebliche Einsparung.

Bei der Entwicklung von Farbempfängern hat man Wert darauf gelegt, eine ebenso hohe Betriebssicherheit zu erreichen, wie es der Kunde von den Schwarz-Weiß-Empfängern her gewohnt ist. Bei früheren Farbempfängern wurde das Farbsignal bei einem niedrigen Pegel demoduliert, aufgespalten und dann über drei getrennte Verstärker geleitet. Dieses Prinzip verlangt, daß die relative Verstärkung des Demodulators nicht schwankt und daß die Verstärkung der drei Verstärker ebenfalls konstant bleibt, um das Farbgleichgewicht nicht zu stören. Die neue Schaltung demoduliert unter Verwendung von Schaltröhren bei hohem Pegel, so daß die Röhrencharakteristik die Funktion der Schaltung nicht mehr beeinflusst. Die Windungszahlen eines Transformators bestimmen das Farbgleichgewicht, so daß sich bei dieser Technik ein hoher Grad von Betriebssicherheit bei einfacher und übersichtlicher Schaltungstechnik ergibt.

Mit der *NTSC*-Norm kann die Demodulation im Farbempfänger mit ungleicher Bandbreite — wie im *IQ*-System — oder mit gleicher Bandbreite vorgenommen werden. Versuche haben gezeigt, daß bei diesen zwei Methoden ein kleiner Unterschied in der Bildqualität zu sehen ist. Dies wurde im neuen Empfänger durch direkte Erzeugung der Farbdifferenzsignale ausgenutzt und hat den Vorteil einer verbesserten Stabilität und Zuverlässigkeit bei verringerten Kosten.

Die Stabilität der Farbübertragung wird durch eine Farbsynchronisierschaltung aufrechterhalten, in der fast alle abgestimmten Synchronisierkreise für die Farbsättigung und die Farbtonung gemeinsam sind, so daß Frequenzwanderungen ohne Einfluß sind.

Die leichte Bedienung wird durch eine einfache automatische Regelschaltung gesichert. In derselben Weise, in der durch die Regelschaltung die Bildhelligkeit gegen Schwankungen des Bildträgers gesichert wird, wird auch die Farbe gegen Schwankung des Farbhilfsträgers stabilisiert.

Das Ergebnis dieser Vereinfachung ist erstaunlich: Ein moderner *RCA*-Farbempfänger hat außen die gleichen Bedienungsknöpfe wie ein Schwarz-Weiß-Gerät, d. h. Abstimmung, Lautstärke und Helligkeit. Die Einstellung der Farbsättigung und des Farbtones bzw. der Färbung ist durch Hilfsregler möglich, die unter einem abgewinkelten Panel in einer Reihe mit der normalen Rastereinstellung angebracht sind.

DK 621.397.9 (73/79)

3. Sendernetz und Programm

Man kann natürlich keinen Fortschritt im Farbfernsehen erwarten, wenn keine attraktiven Programme geboten werden und Farbsendungen nicht in jedem Hause empfangen werden können. Wie bei Schwarz-Weiß-Sendungen kommt der Hauptteil des Programms aus den größeren Studios und wird den örtlichen Sendern über Mikrowellen-Verbindungen und Koaxialkabel zugeführt. Diese Netze sind mit ausreichender Amplituden- und Laufzeitcharakteristik für die Bandbreite, die ein farbiges Signal verlangt, ausgelegt. Das Farbsignal hat die gleiche Bandbreite, erfordert aber ein genaueres Einhalten aller technischen Werte und besonders der Phasenverhältnisse im Bereich des Farbhilfsträgers. Deshalb muß man den Übertragungseigenschaften für die höheren Frequenzen besondere Aufmerksamkeit widmen. Die Laufzeit muß genau konstant gehalten werden, damit kein Wechsel in der Farbtönung auftreten kann, und ebenso sollen Amplitudenänderungen minimal bleiben, um Fehler in der Farbsättigung klein zu halten [3].

Mit der Breitband-Mikrowellen-Richtfunkstrecke, die heute vorwiegend verwendet wird, hat man wenig Schwierigkeiten gehabt. Dagegen brachte das ältere Koaxialkabelsystem mit seiner Bandbreite von 3 MHz schwierigere Probleme mit sich. Als Lösung ergab sich, die Frequenz des Farbhilfsträgers und der Farbdifferenzsignale auf eine Hilfsträgerfrequenz von 2,6 MHz umzusetzen. Dies erfolgt automatisch am Kabeleingang, und am Kabelende wird das Farbsignal dann wieder auf die Originalfrequenz zurücktransponiert. Bei diesem Vorgang fallen die Frequenzen zwischen 2 MHz und 3,3 MHz fort, was nur einen geringen Verlust an Auflösung ergibt. Die neueren Teile des Kabelnetzes sind mit Breitband-Koaxialkabeln ausgerüstet, für die keine besonderen Maßnahmen zur ausreichenden Farbübertragung notwendig sind.

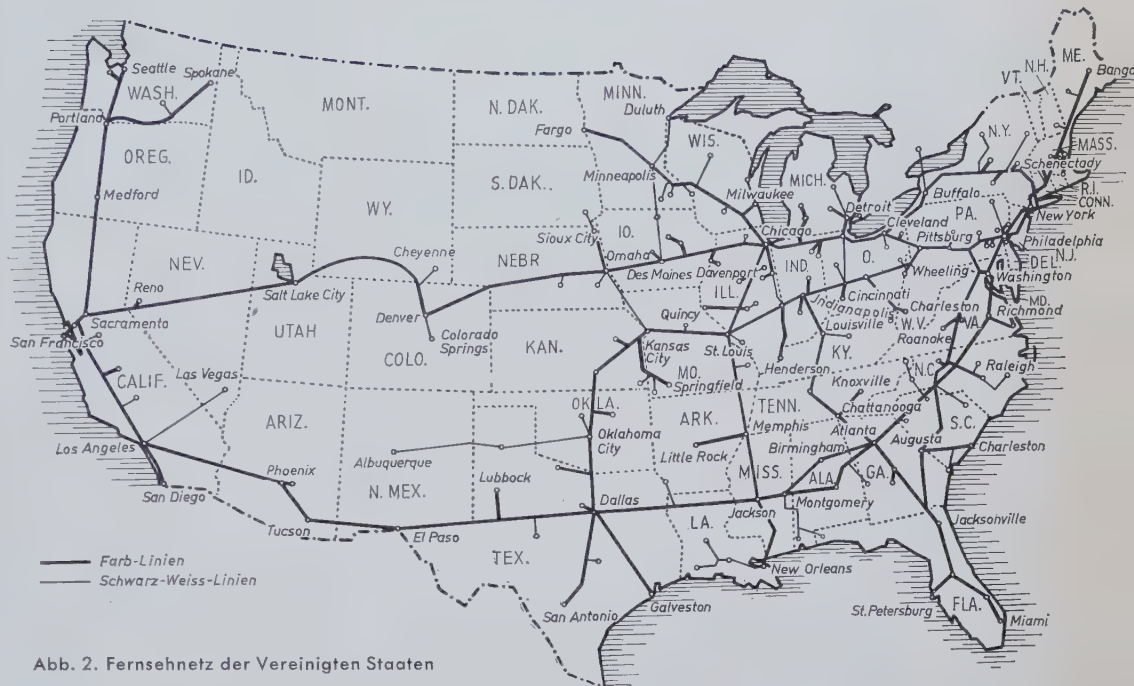


Abb. 2. Fernsehnetz der Vereinigten Staaten

Das Bell-System verfügt heute über 47 000 Meilen Übertragungsweg für Farbsignalübertragung; das sind etwa 70% des gesamten Netzes (Abb. 2). Ungefähr 250 Stationen in 150 Städten können farbig senden, und von insgesamt 440 Fernsehstationen ist beinahe die Hälfte für Farbsendungen ausgerüstet, so daß etwa 90% aller amerikanischen Haushalte mit Farbsendungen versorgt werden können.

Die Zahl der Stationen, die ein eigenes farbiges Live-Programm senden können, nimmt ständig zu. Das NBC-Netz umfaßt 16 solcher Stationen, und weitere 35 können Farbfilme und Farbdias senden. NBC hat zwei größere Farbstudios in New York, und neuerdings kommt noch „Color City“ an der Westküste hinzu (Abb. 3). Weitere Studios entstehen in New York, um den steigenden Bedarf an Möglichkeiten für Farbsendungen zu decken. Das Brooklyn- und das Hollywood-Studio sind beide mit einem Großprojektor ausgerüstet, so daß die Studiobesucher sowohl den Ablauf der Sendung als gleichzeitig auch das übertragene Bild farbig auf einem Schirm von 6 x 4,5 m sehen können.

Seit 1953 gibt es regelmäßige Farbprogramme. Sie umfassen heute „spectaculars“ — sorgfältig ausgearbeitete Bühnenstücke — und „musicals“ mit einer Dauer von ein bis zwei Stunden. Eine der erfolgreichsten Sendungen war „Peter Pan“ in der Originalfassung des Broadway-Theaters, die mit Farb- und Schwarz-Weiß-Geräten von 65 Millionen Fernsehteilnehmern empfangen wurde.

Die Mehrkosten für die Farbproduktion im Vergleich zur Schwarz-Weiß-Produktion schwanken je nach Programm zwischen 5 und 40%. Fachleute versichern jedoch, daß eine weitere Senkung der Kosten möglich ist, so daß dann z. B. eine größere Variété-Sendung in Farbe nur etwa 10...15% mehr als in Schwarz-Weiß kosten wird.

Die NBC hat kürzlich eine Verfünffachung der Programmzeiten für Farbsendungen angekündigt. Ab Oktober sind etwa 40 Stunden monatlich farbigem Live-Sendungen, Farbfassungen beliebiger Schwarz-Weiß-Sendungen und regelmäßigen kurzen Tagesshows vorbehalten. Zusätzlich arbeitet NBC mit Übertragungswagen (Abb. 4) für die Übertragung wichtiger nationaler Sportereignisse. CBS sendet ebenfalls regelmäßige Farbprogramme und nimmt in Kürze auch „specta-



Abb. 3. Luftbild der NBC-Studios in Color City



Abb. 4. Farbfernseh-Sendewagen der NBC

culars“ in das Programm auf. Es wird damit also dem Publikum ein reichhaltiges und abwechslungsreiches Farbprogramm geboten.

Nebenbei sei bemerkt, daß auch Kanada am Farbfernsehen sehr interessiert ist und bald schon die ersten Versuchssendungen starten wird. Ebenso läuft in Kanada die Produktion von Farbempfängern an.

4. Sender- und Studio-Einrichtungen

Der Übergang auf Farbsendung erfordert im allgemeinen folgende Maßnahmen:

1. Änderung der Schwarz-Weiß-Sendeeinrichtung zur Übernahme von Farbprogrammen aus den Funkhäusern und Übertragungsnetzen.
2. Ergänzung der Einrichtungen für die Übertragung von Farbbildern und Farbfilmen.
3. Ausrüstung mit Kameras für die Originalübertragung von farbigen Live-Sendungen aus dem Studio.

Besondere Beachtung ist gewissen Eigenschaften des Senders zu schenken [4]; aber im allgemeinen wird ein guter Schwarz-Weiß-Sender mit nur geringen Abänderungen auch für Farbsendungen geeignet sein. Wesentliche Voraussetzung ist ein konstanter Frequenz-

Prüfeinrichtungen wurden dafür entwickelt. Eine davon — bekannt als Farbstreifen-Generator — erzeugt ein Testsignal, das es dem Service-Mann erlaubt, Arbeiten an Farbempfängern auch dann durchzuführen, wenn nur Schwarz-Weiß-Programme gesendet werden. Das an den Zeilengenerator des Senders angekoppelte Gerät erzeugt am Anfang und am Ende einer jeden Zeile je einen Farbpuls. Läßt der Übertragungsweg das Farbsignal durch, dann erscheint ein senkrechter gelb-grüner Streifen, der auf dem Farbempfänger zu sehen ist, wenn man die Zeilenfrequenz so einstellt, daß die für die Farbinformation bestimmten Kreise auf den Impuls am Zeilenanfang ansprechen. Auf Schwarz-Weiß-Empfängern ist dieser Streifen nicht wahrnehmbar.

Unter gewissen Bedingungen kann man bei Mehrfachempfang oder schlechten Übertragungsverhältnissen ein noch ausreichendes Schwarz-Weiß-Bild aufnehmen, erhält aber partielle Ausfälle des Farbhilfs-

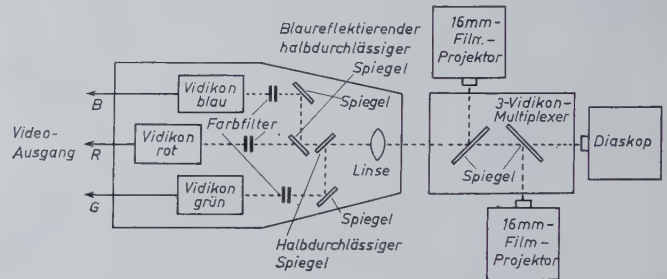


Abb. 6. Schematische Darstellung der Multiplexer-Einheit

trägers. Der Streifengenerator ist in solchen Situationen ein Hilfsmittel, indem er dem Service-Mann ohne Störung des normalen Schwarz-Weiß-Bildes eine Prüfung ermöglicht.

Die praktische Ausführung einer Anlage zur Übertragung von Filmen und Dias zeigt Abb. 5. Sie besteht aus zwei 16-mm-Projektoren und einem Dia-Projektor in Verbindung mit schräggestellten Spiegeln, die das gewünschte Bild auf die Farbkamera mit drei Vidikon-Röhren richten. Die schematische Darstellung (Abb. 6) zeigt die fernsteuerbare Multiplexer-Einheit, ebenso die dichroitischen Spiegel und Farbfilter, die das Licht in eine Rot-, Blau- und Grün-Komponente aufspalten. Die Farbpassung bereitet keine Schwierigkeiten, und das System arbeitet sehr betriebssicher und mit ausgezeichneter Wieder-
gabequalität.

Unter Umständen benötigen die Stationen zusätzliche Möglichkeiten für Live-Aufnahmen im Studio und bei Lokal-Ereignissen. Die Farbkameras sind erheblich kleiner und einfacher geworden, und das neue Modell ist nur wenig größer und schwerer als die normale Schwarz-Weiß-Kamera, dabei aber fast ebenso beweglich. Es ist möglich, die Kamera bei einfachen Aufnahmen von einem Mann bedienen zu lassen. Die Kamera in Abb. 7 enthält drei Super-Orthikons und die übliche Anordnung dichroitischer Spiegel.

Ein Hauptziel der Entwicklung war, die drei Röhren der Farbkamera durch eine einzige zu ersetzen, die alle drei Grundfarben gleichzeitig

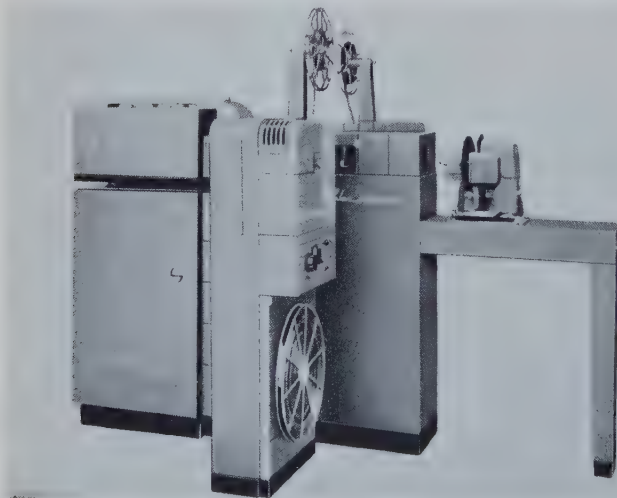


Abb. 5. Gerät zur Fernsehübertragung von Filmen und Dias

gang über die ganze Bandbreite. Ein anderer wichtiger Faktor ist die Linearität, die die richtige Wiedergabe von Farbsättigung und Helligkeit bestimmt, sowie die Laufzeit, die von Einfluß auf die Richtigkeit der Grundfarben ist.

Farbübertragungen mit hoher Qualität erfordern die strenge Einhaltung sorgfältig ausgewählter Übertragungsnormen. Viele neue

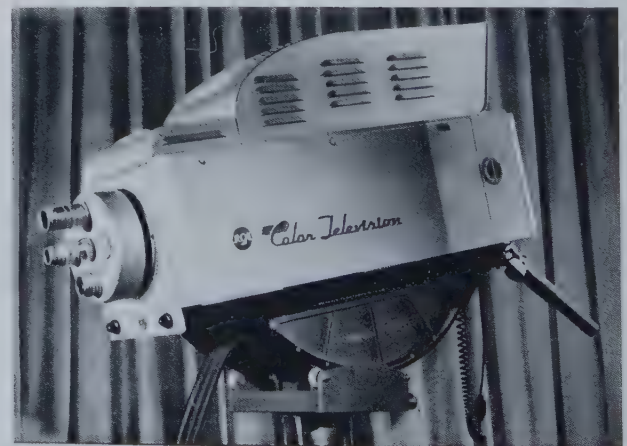


Abb. 7. Moderne Farbfernsehkamera mit drei Super-Orthikons

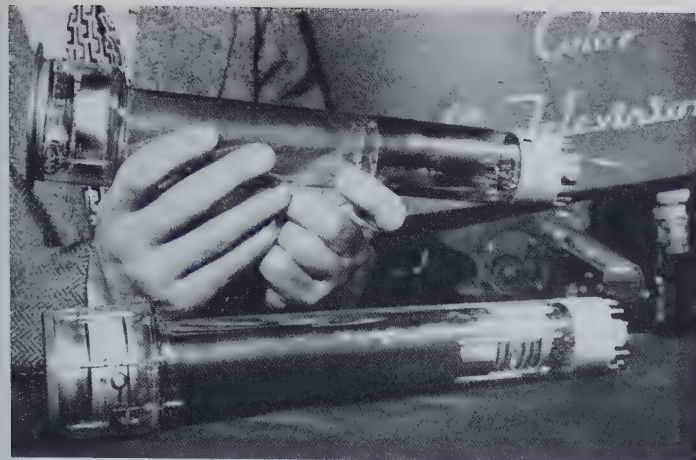


Abb. 8. Dreifarben-Vidikon der RCA und normales 3''-Super-Orthikon

aufnehmen und in die entsprechenden Farbsignale umsetzen kann. Die RCA-Laboratorien haben kürzlich eine Neuentwicklung durchgeführt, das Dreifarben-Vidikon [5]. Diese Röhre kombiniert zum erstenmal alle für die Farbaufnahme wichtigen Funktionen in einer einzigen Röhre und gewährleistet dadurch sehr genaue optische und elektrische Farbpassung. Abb. 8 zeigt, daß diese Röhre nicht größer ist als ein normales 3''-Super-Orthikon. Man erreicht dadurch eine größere Einfachheit und einen gedrängteren Aufbau der Farbkamera. Das Dreifarben-Vidikon hat eine besonders komplizierte Fotoschicht, die auf der Frontplatte aufgedampft ist. Die Fotoschicht, ein Rechteck mit $1\frac{1}{2}$ '' Diagonale, besteht aus nahezu 900 feinen vertikalen Streifen von abwechselnd Rot-, Grün- und Blaufiltern, bedeckt von drei Anordnungen halbdurchscheinender leitender Signalstreifen. Die zu einer Farbe gehörenden Signalstreifen sind jeweils zu einem gemeinsamen Anschluß geführt und gegen die Streifen der anderen Farben isoliert. Wenn der Elektronenstrahl horizontal über diese Streifen läuft, werden direkt die drei simultanen Grundfarbensignale, aus denen sich das zu übertragende Farbsignal zusammensetzt, erzeugt. Die derzeitigen Untersuchungen erstrecken sich vor allem auf die Entwicklung höherempfindlicher fotoleitfähiger Materialien, um damit eine Röhre zu schaffen, die unter allen Lichtverhältnissen genau so arbeitet wie die heute benutzten Kameraröhren.

5. Video-Bandaufnahmen

Die erste Vorführung der Fernseh-Magnetbandaufnahme durch die RCA im Jahre 1953 erregte allgemeines Interesse [6]. Eine verbesserte Ausführung, die zur Erprobung jetzt in den NBC-Studios in New York in Betrieb ist, zeigt Abb. 9. Durch Verminderung der Bandgeschwindigkeit auf 20 ft/s (6,1 m/s) und durch ein neueres dünneres



Abb. 9. Magnetbandgerät für Farbfernseh-Bandaufnahmen

Band ist es möglich, ein 15-Minuten-Farbprogramm auf einer 19''-Spule aufzuzeichnen. Farbprogramme auf endlosen Bandschleifen sind bereits über Reklamesender gelaufen, und obwohl noch einige Probleme zu lösen sind, wird man diese Technik bald versuchsweise auch allgemein für Fernsehprogramme verwenden. Die magnetische Bildspeicherung hat wirtschaftliche und praktische Vorteile, besonders, weil man das Band lagern oder löschen und wiederverwenden kann. Die Video-Bandaufzeichnung ist für die Fernseh- und Filmproduktion von entscheidender Bedeutung. Die Fernseh-Filmaufzeichnung ist zur Überbrückung der Zeitunterschiede zwischen Ost- und Westküste in Amerika schon weitverbreitet. Für Farbe ist dieses Verfahren aber zu teuer, zu schwierig und zu unbequem. Die Bandaufzeichnung stellt deshalb die anzustrebende Lösung dar, weil sie nur einen Bruchteil der bisherigen Kosten erfordert.

6. Zusammenfassung

Zusammengefaßt läßt sich feststellen: Farbprogramme von etwa 15 Stunden Dauer je Woche wecken zweifellos das Interesse des Publikums am Farbfernsehen. Der zu erwartende Bedarf an Farbeempfängern kann gedeckt werden. Schätzungen über die Zahl der heute schon in Betrieb befindlichen Farbempfänger sind sehr unterschiedlich. Führende Industrielle haben vor kurzem für das Ende des Jahres 1955 etwa 50 000 bis 100 000 Geräte vorausgesagt und für 1956 etwa eine halbe Million. Diese Schätzungen beruhen auf folgenden Tatsachen:

Ein in der Qualität befriedigender und preisgünstiger 21''-Farbeempfänger ist auf dem Markt.

Die jetzt vorliegenden Erfahrungen und die vorhandenen technischen Möglichkeiten lassen ein einwandfreies Farbfernsehen auf nationaler Basis zu.

Die Reklame-Auftraggeber unterstützen das Farbfernsehen gern, weil sich nach ihrer Ansicht die Mehrkosten lohnen.

Das Publikum ist für Farbe besonders empfänglich. Sie wurde bisher durch Magazine, Filme, Fotografie und jetzt auch durch das Fernsehen ins Haus gebracht.

Selbstverständlich gibt es auch Stimmen, die der Auffassung sind, daß bei einem Preis von 700 bis 800 \$ für ein Gerät der Absatz nur gering sein wird. Man sollte jedoch bedenken, daß dieser Preis wesentlich niedriger ist als der, zu dem im Anfang der Fernsehentwicklung Schwarz-Weiß-Empfänger verkauft wurden, und davon gibt es heute in Amerika mehr als 35 Millionen Stück.

Ein anderer Gesichtspunkt ist die Preisfrage im Vergleich mit der Kaufkraft. Der gegenwärtige Preis eines 21''-Farbeempfängers entspricht etwa zwei Monatseinkommen eines Durchschnittsarbeiters. Bedenkt man, daß auch in Europa ein ähnliches Preisverhältnis die Einführung des Fernsehens nicht hemmen konnte, so müssen die Aussichten für das Farbfernsehen in Amerika als gut bezeichnet werden.

Schließlich ist noch auf einen letzten Punkt hinzuweisen, den eine amerikanische Zeitschrift kürzlich in einem Beitrag, der sich mit dem Fernsehen befaßte, erwähnte: „Ein weiterer Punkt von erheblicher Bedeutung für das kommerzielle Fernsehen ist, daß die dem Farbfernsehen eigenen Qualitäten ein Werbemittel darstellen, das allen anderen visuellen Mitteln überlegen ist. Farbfernseh-Werbung ist in der ‚Herstellung‘ billiger und schneller als farbige Anzeigen in Zeitungen und Magazinen. Die Farbqualität ist den besten Farbdruckverfahren gleichwertig, wenn nicht sogar überlegen. Die Werbung wurde durch das Schwarz-Weiß-Fernsehen revolutioniert; eine noch sehr viel größere Revolution wird durch das Farbfernsehen eingeleitet werden.“

Schrifttum

- [1] Mayer, C. G.: Color TV Broadcasting in the USA. Electronic Engng. Bd. 26 (1954) Nr. 318, S. 342
- [2] Seelen, Moodie, Van Ormer u. Morrell: Development of a 21'' Metal Envelope Color Kinescope. RCA Review, März 1955
- [3] Thorpe, J.: Impact of Color TV Network Facilities. AIEE Conference, Juli 1955
- [4] Gluyas Jr., T. M.: TV Transmitter Considerations in Color Broadcasting. RCA Review, September 1954
- [5] Weimer, Gray, Borkan, Ochs u. Thompson: The Tri-color Vidicon — an experimental camera tube for color TV. IRE Conference, März 1955
- [6] Olson, Houghton, Morgan, Zenel, Artzt, Woodward u. Fisher: A System for Recording and Reproducing TV Signals. RCA Review, März 1954

Eine »beam-power«-Sendetetrode für Frequenzen bis 1000 MHz

DK 621.397.61:621.385.3

Eine konstruktiv neuartige, interessante Sendetetrode wurde unter der Typenbezeichnung 6448 von der RCA entwickelt [1]. Das Ziel war, eine 12...15 kW Senderöhre für Schwarzweiß- und Farbfernsehen zu schaffen, die aber auch vielseitig zur Erzeugung großer Hochfrequenzleistungen für andere Zwecke bis maximal 1000 MHz geeignet sein sollte. Die wesentlichen weiteren Anforderungen waren hohe Lebensdauer, einfache Kreise, geringe Kopplung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis. Die übliche Parallelschaltung [2, 3] von Röhren sollte durch die technisch einfachere und wirtschaftlichere Senderkonstruktion mit einer einzigen Röhre ersetzt werden. Die Wahl fiel auf ein Tetrodensystem, von dem aus kleineren Ausführungen bekannt ist, daß ein hoher Wirkungsgrad und geringe Verkopplung der Eingangs- und Ausgangskreise sowie eine vielseitige Anwendbarkeit erreichbar sind.

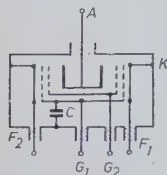


Abb. 1. Schematische Zeichnung des Aufbaus. Die Kapazität C des Schirmgitters gegen Masse ist durch die Konstruktion gegeben und genügt als HF-Kurzschluß

Tab. I. Daten der 6448

Heizspannung	$2 \times 1,35 \text{ V}$
Heizstrom	$2 \times 975 \text{ A}$
$\mu G_2/G_1$	7,5
Grenzdaten	
Anodengleichspannung	7000 V
Schirmgitterspannung	1000 V
Anodenstrom	7 A
Anodenverlustleistung	26 kW

Eine schematische Skizze des neuartigen Grundaufbaus zeigt Abb. 1. Die zentral gelegene Anode, deren hochfrequenzseitiger Anschluß sehr einfach ist, wird von 40 auf einem Kreis angeordneten Primärsystemen umgeben, deren jedes aus einem Heizfaden, Steuergitter und Schirmgitter besteht. Diese Systeme, die man wegen ihres typischen in Abb. 2a dargestellten Aufbaus auch Elektronenkanonen nennen kann, ähneln elektrisch sehr dem der bekannten 6 L 6. Steuer- und Schirmgitter sind in Schattenstellung (Abb. 2b) aufgebaut, wodurch sich eine gute Bündelung und ein geringer Schirmgitterstrom ergeben. Die ungewöhnliche Anordnung von 40 Systemen bringt noch weitere Vorteile mit sich: Große Gesamtkatodenfläche, bequemen Gitteranschluß, gute Kühlmöglichkeiten für Gitter und Anode, fast völlige Trennung der Eingangs- und Ausgangskreise, für die sich keine längeren gemeinsamen Strompfade ergeben. Die 40 Heizfäden sind zwei getrennt gespeisten Gruppen zugeteilt; daher ist eine einfache Wechselstromheizung und trotzdem ein fast brummfreier Betrieb möglich. Bei der vorliegenden Konstruktion ergab sich für das Schirmgitter eine Einbauart, durch die die Kapazität gegen Katode bereits für den Hochfrequenzkurzschluß des Schirmgitters zur Verfügung steht. Die Röhre kann daher nur in Katodenbasisschaltung benutzt werden.

Auch technologisch ist die Röhre interessant. Die 40 Heizfäden sind aus thoriiertem Wolfram und haben ein für gleichmäßige Erhitzung geeignetes Profil (Abb. 2c). Sie sind einzeln mit Blattfedern gespannt, damit sie ihre Lage nicht durch thermische Ausdehnung ändern. Die Steuergitter (Abb. 2c) bestehen aus rinnenförmigen Kupferträgern, auf die an der offenen Seite die platinisierten Molybdändrähte ($\varnothing = 90 \mu$) gelötet sind. Die Kupferträger sind kranzförmig auf einer kupfernen Ringscheibe angebracht, die mit dem wassergekühlten kupfernen Gitteranschlußteil verschraubt sind. Die Schirmgitter sind zwischen den radial gerichteten

Fahnen (Abb. 2a) eines kräftigen, wassergekühlten Kupferkranzes verlötet. Sie haben die gleiche Steigung und gleichen Drahtdurchmesser wie das Steuergitter, und bei der Montage wird auf genaue Schattenstellung (d. h. Deckung der Schirmgitterdrähte hinter den Steuergitterdrähten) geachtet. Die Anode besteht wie die meisten Teile aus Kupfer und ist wassergekühlt.

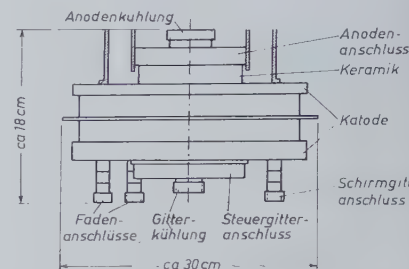


Abb. 3. Ansicht der 6448. Der Anodenkreis schließt sich als konzentrische Leitung oben, der Gitterkreis unten an. Das innere und äußere Rohr der Anodenleitung der neuen Röhre sind im Schnitt angedeutet

Beim Zusammenbau dieser Teile hat man Keramik-Metallverbindungen verwendet, die sich für große Senderöhren immer mehr einführen, und zwar wegen der Festigkeit und der niedrigen elektrischen Verluste. Hier sind es zwei Keramikkörper (Aluminiumoxyd), mit denen eine ausreichende Isolation und geringe Verluste bei den beiden Hochfrequenzdurchführungen (Anode, Gitter) als konzentrischen Leitungen erreicht wird. Sie werden nach der bekannten Molybdän-Mangan-Behandlung und anschließender Vernickelung der Lötflächen mit verhältnismäßig dünnem Kupferblech verlötet. Die Spannungen bei Erwärmung der Verbindung werden durch geringe Verformung des Kupfers aufgenommen. Der gesamte Röhrenkörper, einer flachen Dose ähnelnd, hat einen Durchmesser von fast 30 cm (Abb. 3).

Einige elektrische Daten, die ein gutes Bild der Eigenschaften geben, sind in Tabelle I angegeben. In der Tabelle II sind typische Betriebsdaten für verschiedene Anwendungen gegenübergestellt [4].

Tab. II. Daten für verschiedene Betriebsarten

	I Hochfrequenz- leistungsverstärker Klasse B für Fernsehen*) (Breitbandbetrieb)	II Telegraphie Klasse C oder FM-Telefonie (500 MHz)	III wie II für 900 MHz
Anodengleichspannung [V]	5600	6900	5600
Schirmgittergleichspannung [V]	975	1000	975
Steuergittergleichspannung [V]	— 140	— 150	— 180
Anodengleichstrom [A]	6,5	6,5	3,6
Schirmgittergleichstrom [A]		0,3	0,15
Steuergittergleichstrom [A]		0,3	0,01
Ausgangsleistung der Treiberstufe [kW]	0,900	0,4	0,25
Ausgangsleistung [kW]	15,0	23,0	8,0

*) Neutralisation nicht erforderlich

Schrifttum

- [1] Bennett, W. P.: A Beam Power Tube for Ultra-High-Frequency Service. RCA Review Bd. 16 (1955) S. 321
- [2] Brown, G. H., Morrison, W. C., Behrend, W. L., u. Reddeck, J. G.: Method of Multiple Operation of Transmitting Tubes Particularly Adopted for Television Transmission in the Ultra-High-Frequency Band. RCA Review Bd. 10 (1949) S. 161
- [3] Bennet, J. R., u. Lappin, L. S.: A New Ultra-High-Frequency Television Transmitter. RCA Review Bd. 11 (1950) S. 190
- [4] Koros, L. L.: A Novel UHF Television High-Power-Amplifier System. RCA Review Bd. 16 (1955) S. 251—280

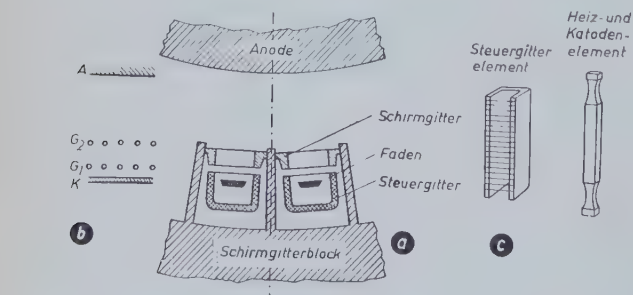


Abb. 2. a) Querschnitt durch zwei der 40 Tetrodenelemente mit gemeinsamer Anode. b) Schattenstellung der Gitter. c) Steuergitterelement und direkt geheiztes Katodenelement der „beam-power“-Sendetetrode 6448 der RCA

● *Shankland, R. S.*: Atomic and Nuclear Physics. *New York 1955, McMillan*. 529 S.

● *Frisch, O. R.*: Progress in Nuclear Physics. Vol. 4. *London u. New York 1955, Pergamon Press*. 379 S.

Bennett, N. E.: Radioisotopes in Papermaking. *Atomics, Brit. Bd. 6 (1955) Nr. 5, S. 134 bis 138, 4 Abb.*

Lenz, W.: Die Wärmeübertragung im Atomkraftwerk. *Brennstoff-Wärme-Kraft Bd. 1 (1955) S. 111—118*

Lednegg, M.: Die Bemessung von Atomreaktoren. *E u. M Bd. 72 (1955) Nr. 15/16, S. 373—380, 8 Abb., 1 Tab.*

Steuer- und Regeltechnik

Friedrich, H.: Impuls-gesteuerter Stellmotor. *Regeltechn. Bd. 3 (1955) Nr. 8, S. 200 bis 204, 6 Abb.*

Kessler, C., u. Schildt, G.: Neue Regler für die Heizungs- und Lüftungstechnik. *Stemens-Z Bd. 29 (1955) Nr. 10, S. 456—461, 12 Abb.*

Kind, H., u. Wetzger, J.: Die Regelung einer Band- und Streifenstraße. *ETZ-B Bd. 7 (1955) Nr. 9, S. 317—320, 8 Abb.*

Spencer, M. C.: Squirrel-Cage Motor Speeds Control System. *Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 8, S. 126—129, 11 Abb.*

Sprenger, E.: Regelungsprobleme in der Lüftungs- und Klimatechnik. *Regelungstechn. Bd. 3 (1955) Nr. 8, S. 188—193, 13 Abb.*

Hallen, K.: Eine elektronische Synchronsteueranlage hoher Winkelgenauigkeit. *Regelungstechn. Bd. 3 (1955) Nr. 3, S. 70—71, 3 Abb.*

Dawson, H. C.: Electronic Controls. II. *Canadian chem. Proc. Bd. 39 (1955) Nr. 4, S. 90—91, 5 Abb.*

Evans, R. H., u. Robinson, G. W.: Bond Stresses in Prestressed Concrete from X-Ray Photographs. *Proc. Instn. Civ. Engrs. Bd. 4 (1955) Nr. 2, Part 1, S. 212—235*

Filmtechnik, Kinotechnik

Heinze, H.: Elektrische Weichen für Kinoverstärker. *Philips Kinotechnik (1955) Nr. 14, S. 5—7, 7 Abb.*

Lindner, P.: Abtaster für 16-mm-Film. *Nachr.-Techn. Bd. 5 (1955) Nr. 10, S. 437 bis 440, 8 Abb.*

Moon, I. A., u. Everest, F. A.: Multiple-Camera Control. *SMPTTE J. Bd. 64 (1955) Nr. 9, S. 485—490, 10 Abb.*

Elektromedizin

Perkins, W. J.: Electronic Stimulators for Physiological Use. *Electronic Engrg. Bd. 27 (1955) Nr. 332, S. 434—440, 10 Abb.*

Vallet-Cerisier, L.-A., u. Vayssairat, G.: Cas particuliers des électroencephalographies. *Electronique (1955) Nr. 104—105, S. 16—20, 5 Abb.*

Hsieh, C. L.: 45-MeV Medical Linear Electron Accelerator. *Electr. Engrg. Bd. 74 (1955) Nr. 9, S. 790—795, 8 Abb.*

Perkins, J. W.: A Magnetron Microwave Diathermy Apparatus for Reanimating Rats from 0°C. *Electronic Engrg. Bd. 27 (1955) Nr. 331, S. 394—396, 6 Abb.*

DK 621.386.8:616-073.75:621.383.8:535.82
Verse, H., u. Jensen, H.: Anwendung des Röntgenbildverstärkers. IV. Ein Gerät für gezielte Röntgenaufnahmen mit Bildverstärker und Periskop-Optik. *Philips' techn. Rdsch. Bd. 17 (1955) Nr. 3, S. 93—98, 9 Abb.*

Nukleonik

● *Kaplan, I.*: Nuclear Physics. *Cambridge, Mass. 1955, Addison-Wesley Publ. Co.* 609 S.

Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

Mathematik

Krägeloh, W.: Ermittlung der Zweipolfunktion, deren komplexe Werte in einem Teilbereich reeller Frequenzen vorgeschrieben sind. *AEÜ Bd. 9 (1955) Nr. 10, S. 479—483, 22 Abb.*

Hofmann, R., u. Walther, W.: Über ein einfaches Verfahren zur numerischen Berechnung von Zeitfunktionen bei gegebenen gebrochenen rationalen Funktionen im Unterbereich. *AEÜ Bd. 9 (1955) Nr. 10, S. 475 bis 478, 4 Abb.*

Physik

Fischer, A.: Elektrolumineszenz. *Z. angew. Phys. Bd. 7 (1955) Nr. 5, S. 258—263, 8 Abb.*

Schulkinoff, S. A.: Conversion of Maxwell's Equations into Generalized Telegraphist's Equations. *Bell Syst. techn. J. Bd. 34 (1955) Nr. 5, S. 995—1043, 13 Abb.*

Low, F. E., u. Pines, D.: Mobility of Slow Electrons in Polar Crystals. *Phys. Rev. Bd. 98 (1955) S. 414—418, 1 Abb.*

Dekker, A. J.: On the Escape Mechanism of Secondary Electrons from Insulators. *Physica Bd. 21 (1955) Nr. 1, S. 29—38, 2 Abb.*

Akustik

Blankenship, J., Fitzgerald, R. B., u. Lane, R. N.: Comparison of Objective and Subjective Observations on Music Rooms. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 27 (1955) Nr. 4, S. 774—780, 21 Abb.*

● *Wood, A. B.*: A Text-Book of Sound. *London 1955, G. Bell*. 600 S.

Halbleiter und Anwendungen

Hodgkinson, R. J.: Thermal Acceptors in Germanium. *Phil. Mag. Bd. 46 (7) (1955) Nr. 375, S. 410—421, 6 Abb.*

Schmidt, G.: Fotoerscheinungen an Halbleitern. *Nachr.-Techn. Bd. 5 (1955) Nr. 10, S. 468—470, 7 Abb.*

Mataré, H. F.: Korngrenzenstruktur und Ladungsträgertransport in Halbleiterkristallen. *Z. Naturforsch. Bd. 10a (1955) Nr. 8, S. 640—652, 18 Abb.*

● *Oblenz, A., u. Owens, H. L.*: Transistors: Theory and Applications. *New York 1955, McGraw-Hill*. 313 S.

Cocking, W. T.: Transistor Equivalent Circuits. *Wireless Wld. Bd. 61 (1955) Nr. 9, S. 444—448, 6 Abb.*

Miller, S. L., u. Ebers, J. J.: Alloyed Junction Avalanche Transistors. *Bell Syst. techn. J. Bd. 34 (1955) Nr. 5, S. 883—902, 11 Abb.*

● *Battelle Memorial Institute*. Abstracts of the Literature on Semiconducting and Luminescent Materials and Their Applications. *New York 1955, Wiley*. 169 S.

Groschwitz, E.: Zum theoretischen Temperaturkoeffizienten von Halbleitern. *Z. angew. Phys. Bd. 7 (1955) Nr. 5, S. 245—249*

Webster, R. R.: How to Design I-F Transistor Transformers. *Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 8, S. 156—158 u. 160, 6 Abb.*

DK 621.314.7:621.395:621.353

Chase, F. H., Hamilton, B. H., u. Smith, D. H.: Transistor and Junction Diodes in Telephone Power Plants. *Bell Syst. techn. J. Bd. 33* (1955) Nr. 4, S. 827—858, 23 Abb.

DK 621.315.592

Schweicker, H.: Halbleiter als Werkstoffe der Elektrotechnik. *ETZ-B Bd. 7* (1955) Nr. 10, S. 377—383, 7 Abb.

DK 621.375.4.04

Stechly, M.: Die Gleichung und das Ersatzbild des Transistors. *E u. M Bd. 72* (1955) Nr. 17, S. 422—423, 5 Abb.

Magnete und magnetische Werkstoffe

DK 621.318.22:621.775.711

Fahlenbrach, H., u. Ringmann, H.: Pulvermetallurgisch hergestellte Magnetwerkstoffe. *ETZ-B Bd. 7* (1955) Nr. 10, S. 373—376, 7 Abb.

DK 621.318.24

Moore, G. M.: Impulse Magnetizer for Permanent Magnets. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 8, S. 121—123, 5 Abb.

DK 621.928.8

Lorall, W. V.: Electromagnet Removes Nonferrous Metals. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 9, S. 164—166, 5 Abb.

Meßtechnik, Meßgeräte

DK 531.761:621.385.8

Stuckenborg, H. J., u. Neuert, H.: Elektrische Kohärenzbanordnungen I. *ATM Lieferg. 235* (1955) V 142—16, S. 173—176, 13 Abb.

DK 531.781.2:621.317.39:681.62

Ebert, W.: Messungen in Druckmaschinen mit Dehnungsmessstreifen. *Industrie-Elektronik Bd. 3* (1955) Nr. 3/4, S. 8—11, 7 Abb.

DK 531.788.74

Baumeister, E., u. Wamoltz, N.: Ein einfaches und zuverlässiges Ionisationsmanometer. *Philips' techn. Rdsch. Bd. 17* (1955) Nr. 3, S. 107—112, 6 Abb.

DK 534.793

Zeller, W., u. Ebert, E.: Lautstärkemesser. *ATM Lieferg. 235* (1955) V 55—5, S. 177 bis 178, 5 Abb.

DK 535.417

McConnell, R.-A., u. Mruk, W. F.: Microacoustic Interferometer Using 30-mc Pulses. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 27* (1955) Nr. 4, S. 672—676, 8 Abb.

DK 536.531:621.317.733

Delatoul, F.: Thermomètre électrique à distance par la méthode du pont de Wheatstone déséquilibré. *Mesures & Contrôle Ind. Bd. 20* (1955) Nr. 220, S. 607—609, 2 Abb.

DK 537.226.2:537.733

Mecke, R., u. Rossow, K.: Die Bestimmung der Dielektrizitätskonstanten von Flüssigkeiten mit nur einer Beugungssubstanz I. Überblick. *ATM Lieferg. 235* (1955) V 942-5, S. 185—188, 7 Abb.; II. Konstruktion einer Meßzelle. V 942—6, S. 229—230, 5 Abb.

DK 578.088.781:621.374:595.78

Schneider, D.: Mikro-Elektroden registrieren die elektrischen Impulse einzelner Sinnesnervenzellen der Schmetterlingsantenne. *Industrie-Elektronik Bd. 3* (1955) Nr. 3/4, S. 3—7, 8 Abb.

DK 621.317

Fritze, G., u. Kalasche, H.: Wechselstromverstärker für Präzisionsmessungen. *Stemens-Z. Bd. 29* (1955) Nr. 10, S. 461—465, 10 Abb.

DK 621.317.361

Angersbach, F.: Zeitfrequenzmesser mit einem Reihenresonanzkreis und einer Drossel. *ATM Lieferg. 236* (1955) V 3612—4, S. 193—194, 4 Abb.

DK 621.317.4

Neumann, H.: Messung der Gleichstrommagnetisierungskurve und der Hysteresisschleife. *ATM Lieferg. 232* (1955) V 951—1, S. 105—108, 3 Abb.

DK 621.317.332.687.6

Sharof, H. M.: Automatic Recorder for Complex Impedances. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 9, S. 167—169, 5 Abb.

DK 621.317.337.029.6

Newsome, J. P.: A Q-Meter Method of Measuring Very Low Resistance at High Frequencies. *Electronic Engng. Bd. 27* (1955) Nr. 333, S. 494—498, 8 Abb.

DK 621.317.361

Ströde, D.: Messung von Frequenzgängen. *Regelungstechn. Bd. 3* (1955) Nr. 8, S. 197 bis 200, 5 Abb.

DK 621.317.361:621.3.018.41 (083.7)

Kornfeld, J.: Über Phasenschwankungen beim Frequenzvergleich mit einer Normalfrequenz, übertragen auf ein Fernsprechkabel. *Frequenz Bd. 9* (1955) Nr. 8, S. 234 bis 238, 3 Abb.

DK 621.317.7.082.11

Moerder, C.: Drehspl.-Quotientenmesser. I. Baugruppen. *ATM Lieferg. 237* (1955) J 726—5, S. 235—238, 8 Abb.

DK 621.397.62

Schroeder, J. O.: Differential Gain Tests TV Color. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 8, S. 114 bis 117, 3 Abb.

DK 621.397.74

Kirschstein, F., u. Bodecker, H.: Das europäische Fernseh-Leitungsnetz und die „Eurovision 1964“. *ETZ Bd. 8* (1955) Nr. 8, S. 419—425, 33 Abb.

DK 621.397.8

Brühl, G.: Die Erfassung der charakteristischen Größen einer Fernseh-FM-Richtfunkstrecke durch Messungen zwischen Videoeingang und Videoausgang. *ETZ Bd. 8* (1955) Nr. 7, S. 362—366, 6 Abb.

DK 621.397.8

Griese, H. J.: Fernschübertragung ohne Synchropegel. *NTZ Bd. 8* (1955) Nr. 10, S. 552—555, 6 Abb.

DK 621.397.9

Mager, C. G.: Colour Television in the USA. *Electronics Engng. Bd. 27* (1955) Nr. 333, S. 488—491, 5 Abb.

DK 621.397.9

Underwater Television Camera Hovers or Cruises. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 9, S. 176—178, 2 Abb.

Elektronisches Zählen und Rechnen

DK 621.314.7:546.28:681.142.83

Krenitzky, P.: Decade Counter Employs Silicon Transistors. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 8, S. 112—113, 4 Abb.

DK 621.375.4:681.142.83

Ehinger, G. M.: Transistor Amplifier for Analog Computers. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 7, S. 119—121, 7 Abb.

DK 621.391.1

Munk, E., u. Balz, P.: Dualzahlenspeicher für Impulstastung mit Transistoren. *ETZ Bd. 8* (1955) Nr. 7, S. 379—381, 8 Abb.

DK 681.142.83

Maguard, F. B.: Binary Adder Tube for High-Speed Computers. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 9, S. 161—163, 4 Abb.

DK 681.142.83

Wood, K. E., u. Hansford, I. V.: A Flutier Computer with Low Gain Amplifiers. *Electronic Engng. Bd. 27* (1955) Nr. 333, S. 477 bis 481, 4 Abb.

DK 681.142.83

Speedy, C. B.: The Function of Basic Elements in Digital Systems. *Proc. IEE Bd. 102* (1955) Part C, S. 49—56

DK 681.142.83

Hunter, G. T., u. Clark, G. M.: Electronic Data-Processing Machines. *Instrum. & Automation Bd. 28* (1955) Nr. 5, S. 782—793, 18 Abb.

DK 681.142.83

Woods-Hill, W.: Electronic Digital Computers. *Wireless Wld. Bd. 61* (1955) Nr. 11, S. 557—562, 11 Abb.

DK 681.142.83

Horvics, R. L., Morrill, C. D., u. Tomlinson, N. P.: Industrial Uses of Analog Computers. *Instrum. & Automation Bd. 28* (1955) Nr. 4, S. 594—601, 15 Abb.

Ultraschall

DK 534.321.9

Mason, W. P.: Effect of Dislocations on Ultrasonic Wave Attenuation in Metals. *Bell Syst. techn. J. Bd. 34* (1955) Nr. 5, S. 903—942, 22 Abb.

DK 534.321.9

Huntington, H. B., u. Southwick, R. D.: Ultrasonic Velocities in Polarized Barium Titanate Ceramics. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 27* (1955) Nr. 4, S. 677—679

DK 534.321.9

Limstator, O.: Physico-Chemical Aspects of Chemically Active Ultrasonic Cavitation in Aqueous Solutions. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 27* (1955) Nr. 4, S. 654—671, 31 Abb.

DK 534.8:532.574

Stull, K. S.: Ultrasonic Phase Meter Measures Water Velocity. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 9, S. 128—131, 4 Abb.

Elektronik

DK 531.712:621.385

Geodimeter Determines Precise Baselines. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 7, S. 194—196, 1 Abb.

DK 613.693

Man-Carrying Centrifuge. Electrical Drive and Electron Control. *Beema J. Bd. 62* (1955) Nr. 4, S. 147—150, 4 Abb.

DK 621.385

Seely, S.: Electronic Engineering. London 1955. McGraw-Hill. 575 S.

Blot-Talbot, D., u. Blot, G.: Recherches théoriques et pratiques sur les cellules photoélectriques à couche d'arrêt (suite). IX. Courbe de réponse des cellules aux flux lumineux modulés. *Mesures & Control Ind.* Bd. 20 (1955) Nr. 219, S. 537—544, 12 Abb.

DK 621.383.27:637.46

Norris, K. H.: Photoelectric Inspector Detects Green Rot in Eggs. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 140—142, 4 Abb.

Bauelemente

DK 621.3.04

Rühacek, A.: Bauelemente der Ferrit-Hohlleiter-technik. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 7, S. 400—402, 10 Abb.

DK 621.318.57

Cram, L. A.: A Simple Chatter-Proof Electronic Relay. *J. sci. Instrum.* Bd. 32 (1955) Nr. 4, S. 148—149, 1 Abb.

DK 621.375

Linden, D. L.: Chassis Design for I-F Amplifiers. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 8, S. 182—188, 2 Abb.

DK 621.385

Short, H. L., u. Eisler, P.: Printed Foil Electronic Components. *Tele-Tech* Bd. 14, Sec. 1, S. 102, 404, 6 Abb.

Funkortung

DK 621.396.96:621.373.1

Goldberg, H. B.: Local Oscillator for C-W Radars. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 5, S. 166—167, 1 Abb.

DK 621.396.663

Fischer, H. J.: Entwicklungsprobleme der Funkmeßtechnik. *Nachr.-Techn.* Bd. 5 (1955) Nr. 10, S. 464—467, 4 Abb.

DK 621.396.933

Rössler, E.: Weitestrecken-Funknavigation im Langwellengebiet. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 9, S. 485—489, 2 Abb.

DK 621.396.933.3

Kümmich, R.: Der Nachteffekt beim Navigationsverfahren Consol. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 9, S. 494—500, 11 Abb.

DK 621.396.96:621.396.621.55

Weiss, M., u. Sirby, S. R.: Target Discriminator for Countermeasures. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 8, S. 118—120, 5 Abb.

DK 621.396.946:522

Des radio-télescopes géants au service des observations sidérales. *Electronique* (1955) Nr. 104—105, S. 41—44, 10 Abb.

DK 621.396.969

Weather Mapping Radar Uses C-Band. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 9, S. 178, 2 Abb.

DK 621.396.969.35

Krakauer, M., u. Billhero, R. J.: Modular Simulator Tests Missile Radar. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 127—129, 3 Abb.

Fernsehen, Bildübertragung

DK 621.375:621.397.743

Epstein, J., Morrison, W. C., u. Woodward, O. M.: Extending UHF-TV with Booster Amplifiers. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 112—115, 3 Abb.

DK 621.397

Hogan, J. V.: Facsimile Speedup Enhances Usefulness. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 134—137, 4 Abb.

DK 621.397.3

● *Wentworth, J. W.*: Principles of Color Television Engineering. London 1955. McGraw-Hill. 448 S.

DK 621.397.5

Gent, S. E., u. Westwood, D. J. S.: New Vision A.G.C. System. *Wireless Wld.* Bd. 61 (1955) Nr. 11, S. 542—544, 7 Abb.

DK 621.397.6

Krolzig, A.: Differenzierenzerror für Fernseh-Studiogeräte. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 8, S. 426—429, 7 Abb.

DK 621.397.61:621.385.1

Harris, W. A., u. Thompson, J. J.: A UHF-VHF Television Tuner Using Pencil Tubes. *RCA Rev.* Bd. 16 (1955) Nr. 2, S. 293—302, 5 Abb.

DK 621.397.62

Beam, W. R.: A New Method for Magnifying Electron Beam Images. *RCA Rev.* Bd. 16 (1955) Nr. 2, S. 242—250, 5 Abb.

DK 621.397.62

Wendt, K. R., u. Squires, W. K.: Feedback Clamp Circuit for TV. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 182—194, 7 Abb.

DK 621.317.7.083.5

Blamberg, E.: Selbstkompensierende Spezial-Meßgeräte. *Bull. SEV* Bd. 46 (1955) Nr. 16, S. 721—725, 10 Abb.

DK 621.317.7.083.72

Goldstein, A.: Impulstechnik in der Fernmessung. *Bull. SEV* Bd. 46 (1955) Nr. 20, S. 937—944, 14 Abb.

DK 621.317.7.087.61:620.178

Staub, T.: Neue Wege im Bau stoßfester, zeigender und schreibender Meßinstrumente. *Nachr.-Techn.* Bd. 5 (1955) Nr. 9, S. 837 bis 840, 6 Abb.

DK 621.317.753

Härtel, W.: Die Schreibgeschwindigkeit bei Lichtstrahl-Oszillographen. *Frequenz* Bd. 9 (1955) Nr. 9, S. 319—324, 7 Abb.

DK 621.317.755

Härtel, W.: Zur Frage der Auswertgenauigkeit von Oszillogrammen. *Frequenz* Bd. 9 (1955) Nr. 8, S. 264—273, 23 Abb.

DK 621.317.761

Groll, H., u. Pusch, G.: Resonanzfrequenzmesser mit hoher Genauigkeit für Dezimeterwellen. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 8, S. 462 bis 466, 11 Abb.

DK 621.317.772:621.314.7

Homilius, K.: Direkt anzeigender Phasenzinkelmesser mit Transistoren für den Tonfrequenzbereich. *ATM Lieferg.* 227 (1955) V 3631—8, S. 221—224, 9 Abb.

DK 621.317.772.029.5

Maupin, J. T.: Measuring Relative Phase Shift at VHF. *Bell Lab. Rec.* Bd. 33 (1955) Nr. 9, S. 350—351, 3 Abb.

DK 621.317.784.029.6

Gordon-Smith, A. C.: A Milliwattmeter for Centimetre Wavelengths. *Proc. IEE* Bd. 102 (1955) Nr. 5, S. 685—686, 2 Abb.

DK 621.318.5

Lafargue, M., u. Roulet, A.: Appareil de mesure des temps d'enclenchement et de déclenchement des relais électro-mécaniques. *Electronique* (1955) Nr. 104—105, S. 45—47, 6 Abb.

DK 681.17:629.114.6:621.59

Taylor, R.: An Instrument for Investigation of Automobile Brake Usage under Practical Conditions. *Electronic Engng.* Bd. 27 (1955) Nr. 333, S. 470—476, 4 Abb.

Rauschen

DK 546.289

Burgess, R. E.: Low Frequency Noise in Illuminated Germanium Diodes. *Proc. phys. Soc.* Bd. 68 (1955) Nr. 498 B, S. 569—571

DK 621.3.015.2:534.322.3:533.723

Bosse, G.: Das Rechnen mit Rauschspannungen. I. Teil: Die Kenngrößen des Rauschens. *Frequenz* Bd. 9 (1955) Nr. 8, S. 258 bis 264, 4 Abb.

DK 621.314.7:537.525.9:537.312.6

Baumgartner, W., u. Thoma, H. N.: Zum Stromrauschen von Halbleitern. *Z. angew. Math. Phys.* Bd. 6 (1955) Nr. 1, S. 66—68

DK 621.318.74:621.396.663

Henze, E.: Bandbreiten verschiedener Filterschaltungen und effektiver Rauschbandbreiten nach den CCIR-Empfehlungen. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 9, S. 512—515, 1 Abb.

DK 621.372.2

Helstrom, C. W.: The Resolution of Signals in White Gaussian Noise. *Proc. IRE* Bd. 43 (1955) Nr. 9, S. 1111—1118, 4 Abb.

DK 621.385.831.029.63

Bloom, S.: The Effect of Initial Noise Current and Velocity Correlation on the Noise Figure of Traveling-Wave Tubes. *RCA Rev.* Bd. 16 (1955) Nr. 2, S. 179—196, 5 Abb.

Funktechnik

DK 621.396.712

Belger, E., Pavel, E. A., u. Rindfleisch, H.: Über den Einfluß von Laufzeitverzerrungen und Frequenzbandbeschränkungen bei der Übertragung von Rundfunkdarbietungen. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 8, S. 445—455, 10 Abb.

DK 621.396.8

Beckmann, B., u. Vogt, K.: Über Beobachtungen der Rückstreuung (back-scatter) im Kurzwelligengebiet an kommerziellen Telegraphensignalen. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 9, S. 473—481, 12 Abb.

DK 621.396.97

Pavel, E. A.: Übertragungseigenschaften niederfrequenter Rundfunkleistungen in den deutschen Trägerfrequenz-Fernkabeln. *FTZ* Bd. 8 (1955) Nr. 8, S. 455—461, 10 Abb.

DK 621.398.029.6:627.932

Park, F. R.: Microwave System Controls Fog Alarm. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 122—126, 6 Abb.

Hargreaves, W. V.: Compensated Squeelch for Mobile Radio Receivers. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 7, S. 143—145, 3 Abb.

Schwingungserzeuger

DK 621.373.4

Cuddy, E. J.: Two-Terminal Push-Pull Oscillator. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 8, S. 202—206, 2 Abb.

DK 621.373.52

Keonjian, E., u. Suran, J. J.: Transistors Generate Multiswaveforms. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 7, S. 138—139, 3 Abb.

Mikrowellentechnik

DK 538.114:621.3.029.64

Leskin, W. N.: Ferromagnetische Resonanz im Zentimeterwellenbereich. *Nachr.-Tech. Bd.* 5 (1955) Nr. 10, S. 455—460, 8 Abb.

DK 621.315.029.6

Turban, J.: Eine koaxiale Meßleitung sehr hoher Genauigkeit für den Mikrowellenbereich. *Siemens-Z. Bd.* 29 (1955) Nr. 10, S. 446—450, 5 Abb.

DK 621.315.212

Belchouek, E.: Untersuchungen an einem breitbandigen Übergang zwischen einer Koaxialleitung und einem Hohlleiter. II. Meßtechnischer Teil. *AET Bd.* 9 (1955) Nr. 10, S. 469—474, 12 Abb.

Wellenausbreitung

DK 538.56

● *Toraldo di Francis, G.*: Electromagnetic Waves. *London 1955, Interscience.* 330 S.

DK 621.371

Venkataraman, K.: Ground-Wave Propagation over a Non-Homogeneous Earth. *J. Inst. Telecom. Eng. Bd.* 1 (1955) Nr. 3, S. 155 bis 171, 8 Abb., 2 Tab.

DK 621.371

Mitra, S. N.: Magneto-Ionic Triple Splitting over Delhi. *J. Inst. Telecom. Eng. Bd.* 1 (1955) Nr. 3, S. 124—129, 2 Abb.

DK 621.392.1:621.396.11

Prokolt, E.: Übertragungsversuche bei 530 MHz mit Reichweiten jenseits der optischen Sicht. *FTZ Bd.* 8 (1955) Nr. 8, S. 430—437, 18 Abb.

Modulation und Demodulation

DK 621.376.22

Busch, K. J., Hasley, A. D., u. Neizert, C.: Magnetic Pulse Modulators. *Bell Syst. techn. J. Bd.* 34 (1955) Nr. 5, S. 943—994, 30 Abb.

DK 621.376.5

Das, J.: Signal Analysis and Audio Characteristics of Pulse-Slope Modulation. *Electronic Engng. Bd.* 27 (1955) Nr. 333, S. 482 bis 487, 9 Abb.

DK 621.394.441

Jung, G.: Das Wechselstromtelegraphie-System mit Doppelschaltmodulation. *NTZ Bd.* 8 (1955) Nr. 10, S. 545—551, 14 Abb.

DK 621.395.664.3:621.376.3

Mural, F.: Dynamic-Diode Limiter for F-M Demodulators. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 8, S. 146—147, 5 Abb.

DK 621.397.242:621.396.619.2

Kannigieser, H., u. Emmrich, G.: Übertragung zweier Nachrichten auf einer Trägerfrequenz durch Synchron-Modulation und -Demodulation. *Nachr.-Tech. Bd.* 5 (1955) Nr. 10, S. 433—436, 7 Abb.

Netzwerke, Filter

DK 621.316.5:621.373.431.2

Goglau, K., u. Harloff, H. J.: Untersuchungen über das Gleichstrom- und Wechselstrom-Verhalten von bistabilen Kippschaltungen. *NTZ Bd.* 8 (1955) Nr. 10, S. 521 bis 530, 14 Abb.

DK 621.37

Merten, R.: Über den Zusammenhang zwischen Wellenlänge und Bandbreite bei der Breitband-Kompensation eines Blindwiderstandes. *FTZ Bd.* 8 (1955) Nr. 7, S. 387 bis 393, 17 Abb.

DK 621.372.4

Medly, G. H.: A Method for Synthesizing Sequential Circuits. *Bell Syst. techn. J. Bd.* 34 (1955) Nr. 5, S. 1045—1079, 15 Abb.

DK 621.372.542.2

Peters, J.: Gleichzeitige Approximation der Amplitude und der Laufzeit eines idealen Tiefpasses mit Hilfe der Strömungs-Analogie. *AET Bd.* 9 (1955) Nr. 10, S. 453 bis 459, 12 Abb.

DK 621.395.74.01

Piesch, J.: Die Matrix in der Schaltungsabgebra zur Planung relaisgesteuerter Netzwerke. *AET Bd.* 9 (1955) Nr. 10, S. 460 bis 468, 3 Abb.

Verstärker

DK 621.375.621.374

Deming, C. R.: Amplifiers for Fast Rise-Fall Pulses. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 9, S. 170, 1 Abb.

DK 621.375.121

Barnette, W. E., u. Giacchetto, L. J.: Differential Amplifier for Null Detection. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 8, S. 148—151, 6 Abb.

DK 621.375.13

Brucene, W. R.: Linear Power Amplifier for SSB Transmitters. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 8, S. 124—125, 4 Abb.

DK 621.375.2

Woll, H. J.: All-Pass Amplifier. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 7, S. 155—157, 6 Abb.

DK 621.375.3.029.4

Swozzi, J. J., u. Hooper, E. T.: All-Magnetic Audio Amplifier. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 9, S. 122—125, 6 Abb.

DK 621.375.4

Riddle, R. L.: High Fidelity Transistor Power Amplifier. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 9, S. 174—176, 4 Abb.

DK 621.375.4

Fougere, G. L.: Maximum Power Transfer in Transistor Amplifier. *Electronic Engng. Bd.* 27 (1955) Nr. 333, S. 492—493, 4 Abb.

Antennen

DK 62.001.24:621.396.67

Kühn, R.: Die Berechnung der Doppelantenne. *Nachr.-Tech. Bd.* 5 (1955) Nr. 10, S. 450—454, 14 Abb.

DK 621.396.1

Kronländer, W., u. Vogt, K.: Über die azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels bei Kurzwellenübertragungswegen. *NTZ Bd.* 8 (1955) Nr. 10, S. 537—540, 2 Abb., 4 Tab.

DK 621.396.67.029.6

Slagden, W. T.: Design of Microwave Gain-Standard Horns. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 7, S. 150—154, 6 Abb.

DK 621.396.67.85

Keller, K. S., u. Goodley, C.: Dielectric Lens for Microwaves. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 8, S. 142—145, 7 Abb.

Fertigung elektronischer Geräte

DK 621.385.002

Markus, J.: Mechanized Production of Electronic Equipment. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 9, S. 138—140, 45 Abb.

Elektronenröhren

DK 537.529:621.373.423

Paschke, F.: Zur Theorie der gekoppelten Ramanladungsellen. *Frequenz Bd.* 9 (1955) Nr. 8, S. 273—279, 5 Abb.

DK 621.3.032.213.2

Bas, E. B.: Die Bolzen-Kathode. Eine indirekt beheizte Wolframkathode für Elektronenkanonen. *Z. angew. Phys. Bd.* 7 (1955) Nr. 7, S. 337—344, 12 Abb.

DK 621.385.029.6

Dockes, J., u. Eldin, J.: Tubes pour faisceaux hertziens dans la bande des 8 cm. *Electronique (1955) Nr.* 104—105, S. 26—30, 10 Abb.

DK 621.385.032.213.13:621.3.011.2

Herbst, L. J., u. Howdin, J. E.: The Resistance of the Oxide-coated Cathode at Ultra High Frequencies. *Brit. J. appl. Phys. Bd.* 6 (1955) Nr. 7, S. 236—238

DK 621.385.8

Brown, K.: Ansprechzeiten gasgefüllten Röhren für Schaltaufgaben der Nachrichtentechnik. *FTZ Bd.* 8 (1955) Nr. 9, S. 490 bis 493, 6 Abb.

DK 621.395.64

Etchen, W., Megeyer, P., Veith, W., u. Zinke, O.: Wanderfeld-Eindrehre hoher Verstärkung mit Permanentmagnet. *FTZ Bd.* 8 (1955) Nr. 7, S. 369—373, 14 Abb.

Elektronenoptik

DK 537.533.331.001.2

Timm, U.: Zur Berechnung elektrostatischer Linsen. *Z. Naturforsch. Bd.* 10a (1955) Nr. 8, S. 593—602, 16 Abb.

DK 621.385.833:537.543

Daykin, P. N.: Electrode Shapes for a Cylindrical Electron Beam. *Brit. J. appl. Phys. Bd.* 6 (1955) Nr. 7, S. 248—250

Fotzellen, Fotoelektrik, Glühlampen

DK 537.533.8

Biemann, M., u. Krüger, W.: Aluminium-Magnesium-Legierung als Sekundäremissionsschichten. *Nachr.-Tech. Bd.* 5 (1955) Nr. 10, S. 470—472, 8 Abb.

Der Begriff des Wirkungsgrades in der Informationstheorie

DK 621.391:621.317.66

1. Grundbegriffe

Der Maschinenbau und die Elektrotechnik kennen einen Begriff, der auf diesen beiden Gebieten sehr häufig und mit gutem Ergebnis angewandt wird, den Wirkungsgrad. In der Nachrichtentechnik ist der mit der Leistung verknüpfte Wirkungsgrad weit weniger bedeutungsvoll, weil er nicht dazu angetan ist, etwas über die Qualität der Nachrichtenübertragung auszusagen. Die moderne Informationstheorie hat erstmalig dem Nachrichtentechniker die Möglichkeit gegeben, zu erkennen, was eine Nachricht oder Information eigentlich ist und dadurch eine Ansatzmöglichkeit für neue Überlegungen geschaffen, den Begriff des Wirkungsgrades nicht von der Seite einer Leistungs-, sondern einer Nachrichtenübertragung neu festzulegen. Es hat in der Fernmeldetechnik nicht an anderweitigen Versuchen gemangelt, die Qualität der Übertragung von Informationen zwischen einer Quelle und einem Empfänger zahlenmäßig festzulegen. Diese Definitionen beruhten noch nicht auf der Kenntnis der wichtigsten Gesetze der Informationsübertragung und konnten daher die Fernmeldetechnik nur teilweise weiterbringen, ohne den Boden zur Gewinnung neuer Erkenntnisse vorzubereiten. Es wird sich zeigen, daß es viele Möglichkeiten gibt, mit der informationstheoretischen Definition des Wirkungsgrades Zusammenhänge bei den verschiedensten Formen der Nachrichtenübertragung zu entdecken, die geeignet sind, den Stand der Kenntnisse zu bereichern.

Eine Nachrichtenquelle ist jede Anordnung, die in der Lage ist, Informationen, deren Redundanz kleiner als 100% ist, auf einen Ausgang zu geben. Es ist bekannt, daß hierzu z. B. Spannungsverläufe gehören können, die den Tonfrequenzschwankungen einer Sprachübertragung proportional sind, ferner Telegrafieimpulse, in Spannungsschwankungen übersetzte Fünferalphabeten von Fernschreibmaschinen und auch zerlegte Fernsehbilder. Alle diese Spannungsverläufe, die in jeweils geeigneter Form über einen Verbindungskanal zwischen Nachrichtenquelle und Empfänger gegeben werden, unterliegen in bezug auf Entstehung, Übertragung und Wiedergabe den Gesetzen der Informationstheorie. Die wichtigsten Theoreme dieser neuen Theorie der Nachrichtenübertragung können aus Veröffentlichungen [1...20] als bekannt vorausgesetzt werden. Es scheint angebracht, hierzu die wichtigsten begrifflichen Definitionen zusammenzustellen.

Der Oberbegriff zur Informationstheorie und Systemtheorie ist die Nachrichtentheorie. Die Informationstheorie befaßt sich mit dem Wesen der Entstehung und Übertragung von Informationen. Die Systemtheorie beschäftigt sich mit der Auswirkung bestimmter Unvollkommenheiten eines Übertragungssystems (Dämpfungsverzerrungen, Phasenverzerrungen und nichtlinearer Verzerrungen verschiedener Art) auf die Übertragung von Telegrafiezeichen, Sprache und Trägerschwingungen mit Amplitudenmodulation, Frequenzmodulation und Impulsmodulation. Diese Unterscheidung erweist sich als nützlich, weil damit eine Aufteilung der Nachrichtentheorie in eine Theorie technischen Charakters (Systemtheorie) und eine mathematisch-statistischen Inhalts (Informationstheorie) erfolgt. Eine solche Aufteilung erreicht für den jeweiligen Betrachtungsbereich der Untersuchungen die erforderliche Klarheit.

Als Information muß eine Übermittlung gelten, deren Empfang die Kenntnisse ihres Empfängers bereichert. Jeder Entstehungsort von solchen Informationen ist eine Informationsquelle. Informationsquellen lassen sich in verschiedene Arten einteilen, die sich ihrem Charakter nach unterscheiden. Es gibt eine spezielle Art von Informationsquellen, die für die Nachrichtentechnik besondere Bedeutung besitzen. Man nennt diese Informationsquellen Markoff-Quellen. Der Markoff-Quelle liegt informationsmäßig der Markoff-Prozeß zugrunde, der als spezieller stochastischer Vorgang in seinen Wahrscheinlichkeitsbeziehungen der Zukunft vom augenblicklichen Zustand, jedoch nicht von dem Wege abhängt, auf dem das System in diesen Zustand gelangt ist. Unter der Voraussetzung, daß dieser Markoff-Prozeß mindestens quasiergodisch ist, läßt sich eine mittlere Informations-

menge je Symbol (in der Informationstheorie sehr häufig als Entropie bezeichnet) durch die Eigenschaften des Markoff-Prozesses ausdrücken, die sich bei Beobachtung genügend langer Symbolfolgen ergeben.

Man versteht unter einem ergodischen System [21, 22] in der Informationstheorie ein solches, das im Laufe der Zeit sämtliche mit den informationsbildenden Bedingungen verträglichen diskreten Zustände tatsächlich annimmt. Es ist nämlich der Zustand eines Informationsergiebigkeits aufweisenden Systems erst durch alle Zustandseigenschaften der N informationsbildenden Elemente des Systems festgelegt. Wenn der Zustand dieser Elemente durch r Parameter $p_1 \dots p_r$ bestimmt ist, dann ist der Systemzustand, die Phase, durch $N \cdot r$ Parameter definiert. Diese kann man als kartesische Koordinaten in einem Nr -dimensionalen Raum, dem Phasenraum, auffassen. Der Systemzustand ist dann durch einen Punkt dieses Raums festgelegt und im Laufe der Zeit beschreibt dieser Phasenpunkt eine Kurve, die in einer räumlichen Fläche liegt. Diese Fläche kann als Entropiefläche bezeichnet werden, weil sie der Informationsentropie des Systems entspricht.

Das Informationsergiebigkeit aufweisende System wird ergodisch genannt, wenn jeder Punkt der Entropiefläche von dem Phasenpunkt auf seiner Wanderung schließlich einmal erreicht wird.

Es läßt sich zeigen, daß diese Annahme mathematisch unmöglich ist. Das System ist quasiergodisch, wenn die Phasenkurve als zeitliche Folge der Zustände des Systems, dargestellt im Phasenraum, jedem Punkt der Entropiefläche beliebig nahekommt.

2. Die Entropie

Der *Fachausschuß für Informations- und Systemtheorie der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG)* hat vorgeschlagen, die mittlere Informationsmenge je Symbol als den Grenzwert

$$H = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2 \log n(N, q)}{N} \quad (1)$$

zu definieren, wobei $n(N, q)$ die Anzahl der aus N Symbolen bestehenden Mitteilungen mit den höchsten Einzelwahrscheinlichkeiten ist, deren Gesamtwahrscheinlichkeit gleich q ist ($0 < q < 1$). Der Grenzwert ist von der Wahl von q unabhängig. Die im Rahmen technischer Betrachtungen untersuchten Prozesse, wie Telegrafie und Fernsehen, lassen sich mit guter Annäherung als ergodische Vorgänge bezeichnen, so daß die obige Definition dafür gilt.

Die Größe H wird allgemein Entropie genannt. Es sei aber darauf hingewiesen, daß zwischen dem thermodynamischen Begriff der Entropie und dem der Nachrichtentechnik ein gewisser Unterschied in der Definition (Vorzeichen!) besteht. Deshalb wählte Brillouin [14] für den informationstheoretischen Begriff auch den Ausdruck „Negentropie“ (negative Entropie), jedoch konnte sich dieser nicht einbürgern.

Der informationstheoretische Begriff der Entropie kann aber nicht nur auf ein Symbol oder Zeichen bezogen werden, sondern läßt sich auch als mittlere Informationsmenge je Zeiteinheit erklären. Aus der mittleren Informationsmenge einer Mitteilung aus N Symbolen ergibt sich der Informationsfluß $\frac{N \cdot H}{T}$.

Beim Übertragungsvorgang kann aus verschiedenen Ursachen Information verlorengehen. Günstigstenfalls bleibt die Entropie der Informationsquelle unverändert. Wenn man der Einfachheit halber einen Übertragungskanal als störungsfrei annimmt, dann ist die durch eine Mitteilung übertragene Information lediglich eine Funktion der Wahrscheinlichkeit der möglichen Mitteilungen, aus deren Anzahl sie ausgewählt ist. MacKay [23] hat darauf hingewiesen, daß dies nicht die einzig mögliche Definition der Information ist, wohl aber die geeignetste für die Informationstheorie, und er schlägt deswegen die Be-

zeichnung „selektive Information“ vor, um sie damit von den Bezeichnungen für Information auf anderen Gebieten zu unterscheiden. Shannon [2] zeigte, daß für diesen Fall die mittlere Informationsmenge, die von einer Informationsquelle erzeugt wird, durch

$$H = -k \cdot \sum_{i=1}^n p_i \cdot {}^2\log p_i \quad (2)$$

gegeben ist, wobei p_i die Wahrscheinlichkeit des i -ten Symbols in der Statistik der Informationsquelle und k eine positive Konstante ist (meist $k = 1$). Mit dieser Definition läßt sich eine mittlere Informationsmenge je Symbol für ein störungsfreies Übertragungssystem festlegen. Auf den Fall des gestörten Übertragungssystems soll nach der Betrachtung der sich auf Grund von (2) ergebenden Entropie für verschiedene Arten von Informationsquellen eingegangen werden.

3. Der Wirkungsgrad

3.1 Definition und Theorie

Eine der wichtigsten Anwendungen findet die Informationstheorie neuerdings in der theoretischen Fernsehtechnik. Über die Festlegung der Entropiewerte z. B. der englischen Sprache und der deutschen Sprache ist an anderen Stellen [24, 25] ausführlich berichtet worden. Ein Beispiel für das diesen Betrachtungen zugrunde liegende Thema ist das Fernsehsignal. Die Fernsehübertragung ist besonders schwierigen Begrenzungen des die Information enthaltenden Frequenzbandes unterworfen. Die Möglichkeit, einen informationstheoretischen Wirkungsgrad im Sinne eines Wiedergabefaktors zu definieren, der aussagt, wieviel Prozent des Informationsinhaltes der Informationsquelle tatsächlich am Ende der Übertragungskette zur Wiedergabe gelangen, findet hier eine besonders fruchtbare Anwendung.

Ein Fernsehbild besteht bekanntlich nach der deutschen Fernsehnorm aus 625 Zeilen, von denen etwa 580 tatsächlich ausgeschrieben werden, während die restlichen 45 Zeilen durch den eine endliche Zeit in Anspruch nehmenden Bildrücklauf in Fortfall kommen. Bei dem üblichen Bildseitenverhältnis von 4:3 ergeben sich für ein Bild mit hin $773 \cdot 580 = 448\,340$ Bildpunkte. Wenn man für gute Fernsehbilder eine Gradationsskala von 40 Helligkeitsstufen annimmt, dann beträgt die maximale Entropie eines solchen Fernsehbildes pro Bildpunkt

$$H_{\max(\text{theor})} = - \sum_{i=1}^{40} p_v \cdot {}^2\log p_v \quad \left[\begin{array}{c} \text{bit} \\ \text{Zeichen} \end{array} \right]$$

Umgerechnet auf ein ganzes Fernsehbild, kommt man zu dem Ergebnis, daß die in ihm enthaltene größte Information I etwa 2,6 Millionen bit beträgt. Der größte Nachrichtenfluß der Bildaufnahmeröhre pro Zeiteinheit ist danach $H' = I \cdot n_B = 2\,610\,000 \cdot 25 \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right] = 65\,250\,000 \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right]$, wenn $n_B = 25 \text{ s}^{-1}$ die Bildzahl je Sekunde ist. K. O. Schmidt [26] findet allerdings den Wert $7,92 \cdot 10^7 \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right]$.

Eine gewöhnliche Fernsprechverbindung für den Frequenzbereich 300...3400 Hz ergibt dagegen nur $56\,100 \left[\frac{\text{bit}}{\text{s}} \right]$.

Dieser Informationsinhalt bleibt bei keinem Übertragungsvorgang erhalten. Man kann 3 Hauptursachen für den Entropieverlust bei der Nachrichtenübertragung anführen:

1. Die Beschneidung des Übertragungsfrequenzbandes durch selektive Filter der Hoch- und Niederfrequenzseite.
2. Jegliche Form einer Verzerrung. Hierzu gehört hauptsächlich die Amplitudenverzerrung durch Begrenzungs- und Sättigungserscheinungen.
3. Das überall einströmende Rauschen.

Die Informationstheorie gibt Möglichkeiten, auszusagen, wieviel Prozent des Informationsinhaltes, der von der Nachrichtenquelle in die Nachrichtenkette einströmt, am Ende der Nachrichtenkette zur Wiedergabe gelangen. Es läßt sich damit in Anlehnung an einen im Maschinenbau und in der Elektrotechnik in bezug auf den Leistungsbegriff gebräuchlichen Ausdruck auch für eine Informationskette der Wirkungsgrad definieren. Der informationstheoretische Wirkungsgrad ist als Quotient der Entropie des Empfängerausgangs und der Nach-

richtenquelle aufzufassen, er ist also kein Leistungs-, sondern ein Entropieverhältnis.

Die Berechtigung zu dieser Definition ergibt sich aus einem Vergleich der beim Maschinenbau und in der Nachrichtentechnik vorliegenden Verhältnisse. Für den Maschinenbau ist eine möglichst günstige Leistungsübertragung bzw. -umformung wesentlich, man wünscht, Leistungsverluste auf ein Minimum zu reduzieren. In der Nachrichtentechnik wünscht man, den übertragenen Nachrichteninhalt, d. i. die mittlere Informationsmenge je Symbol oder je Zeiteinheit, ebenfalls möglichst verlustlos an das Ende der Nachrichtenkette zu bringen. Es liegt also nahe, in beiden Fällen von einem Wirkungsgrad zu sprechen. Eine solche Definition hat gegenüber anderen Kennwerten, wie z. B. irgendwelchen Verzerrungsangaben, den Vorteil, daß sie die gesamte Qualitätsverschlechterung der Nachrichtenübertragung erfaßt, die nicht nur auf Verzerrungen beruht, sondern z. B. auch durch Rauschen eintreten kann.

In bezug auf das Rauschen und andere fremde Störungen, die irgendwo in die Nachrichtenübertragungskette einströmen, läßt sich die Feststellung treffen: Jede Störung und jedes Rauschen sind in irgendeiner Weise dem Nutzsignal überlagert und bringen eine Störungs-entropie in die Kette; die resultierende Entropie eines verrauschten Signals ist also gleich der Differenz zwischen der Entropie des Nutzsignals und der mittleren Unsicherheit oder Vieldeutigkeit (equivocation) nach Empfang der Signale, die mit der Entropie der Störung gleichbedeutend ist. Man kann von der Nutzentropie als der Unsicherheit der Erwartung im Gegensatz zu der vom Rauschen verursachten Unsicherheit der Wiedererkennung sprechen, die den Nachrichtenstrom (Informationsfluß) herabsetzt und dadurch einen Entropieverlust zur Folge hat.

Wenn man den informationstheoretischen Wirkungsgrad oder Wiedergabefaktor einer Nachrichtenübertragungskette berechnen will, dann muß zunächst der Entropieverlust festgelegt werden, der auf dem Übertragungswege eintritt. Dabei kann die Problemstellung sowohl als kontinuierlich als auch als nichtkontinuierlich aufgefaßt werden. An Stelle der Gleichung (2) läßt sich für die Entropie einer kontinuierlichen Quelle die analoge Beziehung

$$H = - \int p(n) \cdot {}^2\log p(n) \, dn \quad (3)$$

aufstellen. Für die Entropie eines verrauschten Signals ergibt sich für den diskontinuierlichen Fall

$$H_{N+R} = - \sum_n p(n) \cdot {}^2\log p(n) + \sum_m \sum_n p(m, n) \cdot {}^2\log p_m(n) \quad (4)$$

Darin ist n der Index der verschiedenen Amplitudenstufen der Nachrichtenübertragung, m der Index der wiedergegebenen Amplitudenstufen, $p(n)$ die Wahrscheinlichkeit des Auftretens der n -ten Amplitudenstufe im Signal der Nachrichtenquelle, $p_m(n)$ die Übergangswahrscheinlichkeit, daß bei Aussendung von n infolge des Rauschens m empfangen wird. Für kontinuierliche Quellen läßt sich schreiben

$$\begin{aligned} H_{N+R} &= H(n, n) \\ &= - \int p(n) \cdot {}^2\log p(n) \, dn + \int \int p(m, n) \cdot {}^2\log \frac{p(m, n)}{p(m)} \, dm \, dn \\ &= - \int p(n) \cdot {}^2\log p(n) \, dn + \int \int p(m, n) \cdot {}^2\log p_m(n) \, dm \, dn \\ &= H(n) + H_n(m) = H(m) + H_m(n) \end{aligned} \quad (5)$$

Die Gleichungen (4) und (5) zeigen deutlich, daß das Rauschen ebenso wie jede andere Störung, die eine Störungsentropie in die Kette einbringt, eindeutig einen Informationsverlust verursacht. Ist die Amplitude des empfangenen Signals konstant und handelt es sich um thermisches Rauschen mit Gaußscher Wahrscheinlichkeitsverteilung, dann können die Wahrscheinlichkeiten $p(m, n)$ folgendermaßen geschrieben werden:

$$p(1, 1) = \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot u_{\text{st eff}}}} \cdot e^{-\frac{(y-v)^2}{2u_{\text{st eff}}^2}} \cdot dy \quad (6a)$$

$$p(1, 0) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot u_{\text{st eff}}}} \cdot e^{-\frac{(y-v)^2}{2u_{\text{st eff}}^2}} \cdot dy \quad (6b)$$

$$p(0, 1) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot u_{\text{st eff}}} \cdot e^{-\frac{(y+v)^2}{2u_{\text{st eff}}^2}} \cdot dy \quad (6c)$$

$$p(0, 0) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot u_{\text{st eff}}} \cdot e^{-\frac{(y+v)^2}{2u_{\text{st eff}}^2}} \cdot dy \quad (6d)$$

Darin bedeuten:

$u_{\text{st eff}}$ die effektive Störspannung, v die empfangene Signalspannungsamplitude und y die Variable der Empfängerseite.

Zwischen der Entropie einer kontinuierlichen Verteilung und einer diskreten Wahrscheinlichkeit besteht ein Unterschied insofern, als die diskrete Entropie das Maß der Zufälligkeit der möglichen Variationen absolut angibt, während die kontinuierliche Entropie von der Wahl des Koordinatensystems abhängt. Man kann die Abhängigkeit der Entropie vom Koordinatensystem zur Festlegung des Entropieverlustes benutzen. Shannon [2] hat nachgewiesen, daß lineare Filter, die vorher bereits als Ursache für Entropieverluste genannt wurden, die Funktion einer Koordinatentransformation des Entropiewertes ausüben.

In der Informationstheorie bezeichnet man Signalgruppen mit bestimmten Wahrscheinlichkeiten als Ensemble. Tritt ein solches Ensemble mit der Entropie H_1 innerhalb eines Frequenzbandes M durch ein lineares Filter mit der Kennlinie $Y(f)$, dann hat das Ensemble am Filterausgang die Entropie

$$H_2 = H_1 + \frac{1}{W} \cdot \int \log |Y(f)|^2 df \quad (7)$$

Damit läßt sich für die Filterung der Entropie H_1 der Informationsquelle innerhalb einer Nachrichtenübertragungskette mit der Charakteristik $Y(f)$ der informationstheoretische Wirkungsgrad definieren als

$$\eta_F = 1 + \frac{1}{W \cdot H_1} \int \log |Y(f)|^2 df \quad (8)$$

Ist der Nachrichtenkanal durch Rauschen gestört, dann ergibt sich unter Berücksichtigung von (5)

$$\eta_R = 1 + \frac{1}{H_1(n|m)} \int \int p(m, n) \cdot \log p_m(n) dm dn \quad (9)$$

Die Gleichung (9) ist also der Ausdruck für den informationstheoretischen Wirkungsgrad eines verrauschten Übertragungskanals.

Obleich die Parallele zwischen dem Begriff des Wirkungsgrades im Maschinenbau und in der Informationstheorie recht anschaulich ist, besteht doch ein wesentlicher Unterschied in bezug auf die Kombination zweier Wirkungsgrade. Da nämlich die Entropieverluste von der Eingangsentropie einer Nachrichtenübertragungskette unabhängig sind, multiplizieren sich im Gegensatz zu den Regeln der Mechanik die Wirkungsgrade in der Informationstheorie nicht. Für einen gleichzeitig gefilterten und verrauschten Nachrichtenübertragungskanal gilt wegen des additiven Charakters des Rauschens

$$\eta_{FR} = 1 + \frac{1}{WH_1} \int \log |Y(f)|^2 df + \frac{1}{H_1(n|m)} \int \int p(m, n) \cdot \log p_m(n) dm dn \quad (10)$$

3.2 Beispiel einer rauschgestörten Nachrichtenkette

Es läßt sich an einem einfachen Beispiel deutlich zeigen, daß das Rauschen tatsächlich einen Informationsverlust zur Folge hat. Eine Nachrichtenkette soll 10 Stromwerte und 10 Nullwerte übertragen. Die Geberseite möge mit n und die Empfängerseite mit m bezeichnet werden. Die Störung, die in die Nachrichtenkette eindringt, soll zur Folge haben, daß nicht immer Stromwerte auch tatsächlich auf der Empfängerseite Stromwerte auslösen, sondern es wird beispielsweise viermal Nullwert gegeben und Stromwert empfangen und zweimal Stromwert gegeben und Nullwert empfangen. In den anderen Fällen erfolgt die Übertragung ohne Fehler. In Tab. I seien diese Verhältnisse der Übersicht halber zusammengestellt.

Tab. I. Beispiel einer Informationsverfälschung durch Rauschen

n	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	n	n	n	n	n	n	n	n	n	Geberseite
m	s	s	s	s	s	s	s	s	s	n	n	s	s	s	n	n	n	n	n	Empfängerseite
Einfluß	kein Rauschen										Rauschen					kein Rauschen				

Der Informationstransport kann für den Fall, daß n gesendet und m empfangen wird, durch

$$I_{nm} = {}^2\log \frac{p_m(n)}{p(n)} = {}^2\log \frac{p_n(m)}{p(m)} = {}^2\log \frac{p(n, m)}{p(n) p(m)} \quad (11)$$

ausgedrückt werden.

Diese Größe ist insofern ein Maß dafür, in welchem Grade m und n voneinander unabhängig sind, als nur bei völliger gegenseitiger Unabhängigkeit die Beziehung

$$p(n, m) = p(n) p(m) \quad (12)$$

gilt. Für das in Tab. I zusammengestellte Beispiel ergibt sich damit ein Bild nach Tab. II.

Tab. II. Durch Rauschen verfälschte Information

n Geber m Empfänger	Strom Strom	Strom Null	Null Strom	Null Null
Einfluß	Kein Rauschen	Rauschen	Rauschen	Kein Rauschen
$p(n, m)$	$\frac{8}{20} = \frac{2}{5}$	$\frac{2}{20} = \frac{1}{10}$	$\frac{4}{20} = \frac{1}{5}$	$\frac{6}{20} = \frac{3}{10}$
$p(n)$	$\frac{10}{20} = \frac{1}{2}$	$\frac{10}{20} = \frac{1}{2}$	$\frac{10}{20} = \frac{1}{2}$	$\frac{10}{20} = \frac{1}{2}$
$p(m)$	$\frac{12}{20} = \frac{3}{5}$	$\frac{8}{20} = \frac{2}{5}$	$\frac{12}{20} = \frac{3}{5}$	$\frac{8}{20} = \frac{2}{5}$
$p_m(n)$	$\frac{8}{12} = \frac{2}{3}$	$\frac{2}{8} = \frac{1}{4}$	$\frac{4}{12} = \frac{1}{3}$	$\frac{6}{8} = \frac{3}{4}$
$p_n(m)$	$\frac{8}{10} = \frac{4}{5}$	$\frac{2}{10} = \frac{1}{5}$	$\frac{4}{10} = \frac{2}{5}$	$\frac{6}{10} = \frac{3}{5}$
I_{nm}	${}^2\log \frac{4}{3}$	${}^2\log \frac{1}{2}$	${}^2\log \frac{2}{3}$	${}^2\log \frac{3}{2}$
[bit]	+ 0,42	— 1	— 0,58	+ 0,58

Die Wirkung der Störung im Sinne einer Informationsverfälschung hat also ganz offenbar zur Folge, daß man negative I_{nm} -Werte erhält, was auf einen Entropieverlust hinweist. Damit ist auch aus diesem praktischen Beispiel ersichtlich, daß der Wirkungsgrad im informationstheoretischen Sinne als Quotient zweier Entropien bei Beeinträchtigung der Nachrichtenübertragung z. B. durch Rauschen kleiner als 1 wird.

3.3 Vergleich mit anderen Begriffen

Der Begriff des informationstheoretischen Wirkungsgrades fügt sich durchaus sinnvoll gewissen Definitionen ein, die bereits früher von Shannon in seiner grundlegenden Arbeit [2] festgelegt wurden. Es sei abschließend auf diese Zusammenhänge kurz eingegangen.

Als Entropieleistung ist die Leistung eines weißen Rauschens definiert, das das gleiche Frequenzband belegt wie ein Ensemble mit diskreten Wahrscheinlichkeiten, das die gleiche Entropie besitzt. Beim weißen Rauschen sind die Werte des Frequenzspektrums konstant (frequenzunabhängig). Der Schroteffekt der Elektronenröhren ist ein solches weißes Rauschen. Für die Entropie des weißen Rauschens ergibt sich ein maximaler Entropiewert, den ein Störgeräusch erreichen kann. Es besitzt also für einen gegebenen Leistungswert die größte Entropie. Nach Shannon ist die Entropieleistung

$$\bar{N} = \frac{1}{2\pi e} e^{2H} = 0,0586 \cdot e^{2H} \quad (13)$$

H ist darin die Entropie des Ensembles. Shannon bildete z. B. aus

den Entropieleistungen vor und hinter einem Filter den Entropie-Leistungsfaktor

$$k_e = \frac{N_{\text{ausg}}}{N_{\text{eing}}} \quad (14)$$

Zwischen diesem Begriff des Entropie-Leistungsfaktors und dem informationstheoretischen Wirkungsgrad besteht die Beziehung

$$\eta = 1 + \frac{\ln k_e}{2 H_{\text{eing}}} \quad (15)$$

Der Entropie-Leistungsfaktor ist z.B. an Filtern mit linear abfallender Kennlinie verhältnismäßig klein und steigt, sobald die Filter-Durchlaßkennlinie Tiefpaßcharakter mit steiler abfallender Flanke erhält. Auch der informationstheoretische Wirkungsgrad wird dabei entsprechend größer.

3.4 Anwendung

Die Anwendung des Begriffs „informationstheoretischer Wirkungsgrad“ ist dort geboten, wo ein Vergleich in bezug auf die Beeinträchtigung einer Nachrichtenübertragung durch die verschiedensten Ursachen erfolgen soll. Die angegebenen Beziehungen (8), (9) und (10) ermöglichen diesen Vergleich für die verschiedenen Arten der Entropieverluste.

Als Abschluß dieser Betrachtungen seien zwei konkrete Beispiele für die Anwendung des Wirkungsgrad-Begriffes in der Informationstheorie gebracht, die das Wesentliche charakterisieren mögen.

I. Der informationstheoretische Wirkungsgrad ist

$$\eta = 1 - \frac{H_{\text{verl}}}{H_{\text{eing}}} \quad (16)$$

wenn H_{verl} den Entropieverlust und H_{eing} die Eingangsentropie für ein Übertragungssystem bedeuten.

Der Entropieverlust in einem Filter der Bandbreite W , die für den vorliegenden Zweck auf den Fußpunkt der idealisierten Durchlaßkurve bezogen sein soll, wurde bereits unter (7) angedeutet und ist

$$H_{\text{verl}} = H_{\text{eing}} - H_{\text{ausg}} = - \frac{1}{W} \cdot \int_{\Delta f}^{\infty} {}^2 \log |Y(f)|^2 df$$

Für eine Filtercharakteristik $Y(f)$ nach Abb. 1 wird der Entropieverlust [28]

$$\begin{aligned} H_{\text{verl}} &= - \frac{2}{W \cdot \ln 2} \left[\int_0^{\Delta f} \ln \left| \frac{f}{\Delta f} \right| df - \int_{\Delta f}^{f_g} \ln \left| \frac{f - f_g}{\Delta f} \right| df \right] \\ &= - \frac{2 \Delta f}{W \cdot \ln 2} \left[\int_0^1 \ln x dx + \int_0^1 \ln y dy \right] \end{aligned}$$

Für einen Fernsehempfänger mit den Daten

$$\begin{aligned} \Delta f &= 0,2 \text{ MHz} \\ W &= 4,5 \text{ MHz} \end{aligned}$$

wird also z.B. $H_{\text{verl}} = 0,257 \left[\frac{\text{bit}}{\text{Symbol}} \right]$

Da H_{verl} nicht von der Eingangsentropie H_{eing} abhängig ist, ergeben sich für den informationstheoretischen Wirkungsgrad von Fernsehempfängern Kurvenscharen, wie sie in Abb. 2 skizziert sind.

Für die Entropieverluste als Funktion der Frequenz hat Lagowitz [28] bei Filterkennlinien nach Abb. 1 Werte angegeben, die den in Abb. 3 angedeuteten Verlauf haben. Je flacher also die Durchlaßkurve eines Empfängers ist (große $\frac{\Delta f}{W}$ -Werte), um so größer ist der

Entropieverlust und um so schlechter der Wirkungsgrad. Es bedarf eines ganz hervorragenden Bildes besonderer Brillanz (6 bit/Bildpunkt), um bei $\frac{\Delta f}{W} = 0,4$ den gleichen informationstheoretischen

Wirkungsgrad zu erreichen, wie ihn ein ziemlich flaches Bild (2,8 bit/Bildpunkt) bereits bei $\frac{\Delta f}{W} = 0,2$ aufweist (etwa 60%). Die Steilheit der Durchlaßkurve von Fernsehempfängern hat also für den Wirkungsgrad eine erhebliche Bedeutung.

II. Woodward [20] hat ein ähnliches Beispiel eines sehr einfachen Nachrichtenübertragungssystems gebracht, wie dies vorher für eine Kombination von Stromschritten erläutert wurde. Er betrachtet

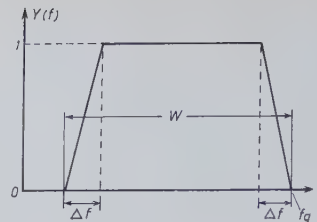


Abb. 1. Durchlaßkurve eines idealisierten Filters

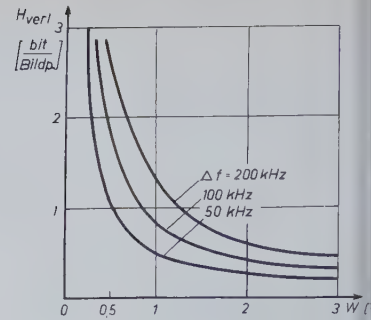


Abb. 3. Entropieverluste bei Verwendung eines Filters der Kennlinie nach Abb. 1 in Abhängigkeit von der Bandbreite für verschiedene Flankensteilheiten

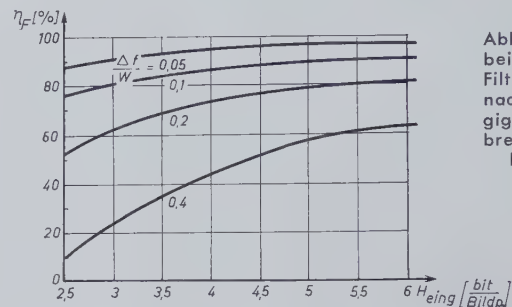


Abb. 2. Der informationstheoretische Wirkungsgrad von Fernsehempfängern mit Durchlaßkurven nach Abb. 1 als Funktion der Eingangsentropie der Bilder für verschiedene Parameter $\Delta f/W$

einen gestörten Nachrichtenkanal, dessen Aufgabe es ist, für Ja den Begriff *Grün* und für *Nein* *Rot* zu übertragen. Für die Kombination

- 3 richtige Übertragungen *Ja* in *Grün*
- 2 richtige Übertragungen *Nein* in *Rot*
- 2 falsche Übertragungen *Ja* in *Rot*
- 1 falsche Übertragung *Nein* in *Grün*

findet Woodward

$$\begin{aligned} I_{Ja} &= \frac{3}{5} \cdot {}^2 \log \frac{6}{5} + \frac{2}{5} \cdot {}^2 \log \frac{4}{5} = 0,029 \left[\frac{\text{bit}}{\text{Symbol}} \right] \\ I_{\text{nein}} &= \frac{1}{3} \cdot {}^2 \log \frac{2}{3} + \frac{2}{3} \cdot {}^2 \log \frac{4}{3} = 0,082 \left[\frac{\text{bit}}{\text{Symbol}} \right] \\ I_{\text{grün}} &= \frac{4}{3} \cdot {}^2 \log \frac{6}{5} + \frac{1}{4} \cdot {}^2 \log \frac{2}{3} = 0,051 \left[\frac{\text{bit}}{\text{Symbol}} \right] \\ I_{\text{rot}} &= \frac{1}{2} \cdot {}^2 \log \frac{4}{5} + \frac{1}{2} \cdot {}^2 \log \frac{4}{3} = 0,047 \left[\frac{\text{bit}}{\text{Symbol}} \right] \end{aligned}$$

Damit wird

$$\begin{aligned} I &= \frac{3}{8} \cdot {}^2 \log \frac{6}{5} + \frac{1}{4} \cdot {}^2 \log \frac{4}{5} \\ &+ \frac{1}{8} \cdot {}^2 \log \frac{2}{3} + \frac{1}{4} \cdot {}^2 \log \frac{4}{3} = 0,049 \left[\frac{\text{bit}}{\text{Symbol}} \right] \end{aligned}$$

Alle Werte sind hierin nur sehr klein, und es ist leicht nachzuweisen, daß dies auf das störende Rauschen zurückzuführen ist. Ohne Rauschen würde $I = 0,95$ [bit/Symbol] werden, statt 0,05 [bit/Symbol]. Der Wirkungsgrad sinkt also in diesem Beispiel auf

$$\eta = 1 - \frac{0,90}{0,95} = 0,052$$

d. h. auf 5,2 %.

Schrifttum

- [1] Hartley, R. V. L.: Transmission of Information. BSTJ Bd. 7 (1928) S. 535 bis 563
- [2] Shannon, C. E.: A Mathematical Theory of Communication. BSTJ Bd. 27 (1948) S. 379–424 u. 623–657
- [3] Shannon, C. E. u. Weaver, W.: The Mathematical Theory of Communication. The University of Illinois Press, Urbana, 1949
- [4] Shannon, C. E.: Neuere Entwicklung der Nachrichtentheorie. Techn. Mitt. PTT Bd. 28 (1950) S. 337–342
- [5] Shannon, C. E.: 'Communication' in the Presence of Noise. Proc. IRE Bd. 37 (1949) S. 10–21
- [6] Fischer, F.: Die Grundgedanken der modernen Theorie der Nachrichtenübertragung (Shannonsche Theorie). Der Fernmeldeingenieur (1951) Nr. 4
- [7] Gabor, D.: Theory of Communication. JIEE Bd. 93 (1946) Part III, S. 429–457

[8] Strecker, F.: Nachrichtenfluß und Frequenzbandbreite. Veröff. Nachr. 4. Folge, Bd. 5 (1935) S. 227—233

[9] Meyer-Eppler, W.: Die Nachrichtentheorie von C. E. Shannon. FTZ (1950) Nr. 5, S. 161—164

[10] Piloty, R.: Über die Beurteilung der Modulationssysteme mit Hilfe des nachrichtentechnischen Begriffes der Kanal-Kapazität. AEÜ Bd. 4 (1950) S. 493 bis 508

[11] Fischer, F. A.: Bericht über das vom Departement of Electrical Engineering des Imperial College of Science and Technology in London veranstaltete Symposium on Information Theory in der Zeit vom 26. bis 29. September 1950. FTZ (1951) Nr. 2, S. 79—85

[12] Clavier, A. G.: Evaluation of Transmission Efficiency according to Hartleys Expression for Information Content. Electr. Comm. Bd. 25 (1948) S. 414—420

[13] ● Wiener, N.: Cybernetics. Verlag John Wiley & Sons, New York 1948

[14] Brillouin, L.: Information Theory and Most Efficient Coding for Communication or Memory Devices. J. Appl. Phys. Bd. 22 (1951) Nr. 9, S. 1108—1111

[15] Frühauf, H.: Über die Grundprobleme der Theorie der Nachrichtenübertragung. Nachr.-Techn. Bd. 4 (1954) Nr. 2, S. 49—54, Nr. 6, S. 259—263 u. Nr. 7, S. 316

[16] Neidhardt, P.: Der Informationsinhalt der Farbfernsehsendung als Funktion der Nachrichtenkapazität des Übertragungskanal. Nachr.-Techn. Bd. 4 (1954) Nr. 2, S. 54—62

[17] Neidhardt, P.: Der informationstheoretische Wirkungsgrad (Wiedergabefaktor) einer Fernsehkette. NTF, 2. Sonderheft (1955)

[18] Neidhardt, P.: Korrelation, Redundanz und Rauschen im Fernsehsignal. Nachr.-Techn. Bd. 5 (1955) Nr. 8, S. 341—346

[19] ● Bell: Information Theory and its Engineering Applications. Isaac Pitman & Sons, Ltd., London 1953

[20] ● Woodward: Probability and Information Theory, with Application to Radar. Pergamon Press Ltd., London 1953

[21] ● Lexikon der Physik. Bd. I. Herausgegeben v. Angerer. Verlag Franck'sche Verlagshandlung, Stuttgart 1950, S. 305.

[22] ● Schäfer, C.: Einführung in die theoretische Physik. Bd. II. Verlag de Gruyter, Berlin 1944

[23] ● Mac Kay, D. M.: Entropy, Time and Information. Symposium on Information Theory 1950, veröffentlicht vom Department of Electrical Engineering des Imperial College of Science and Technology, London

[24] Shannon, C. E.: Prediction and Entropy of Printed English. BSTJ Bd. 30 (1951) S. 465—474

[25] Küpfmüller, K.: Die Entropie der deutschen Sprache. FTZ Bd. 7 (1954) S. 265—272

[26] Schmidt, K. O.: Frequenzbandbreite, Übermittlungszeit und Amplitudenstufenzahl (Geräuschabstand) bei den verschiedenen Nachrichtenarten im Rahmen der Shannon-Theorie. FTZ Bd. 6 (1953) Nr. 12, S. 555—563 u. Bd. 7 (1954) Nr. 1, S. 33—43

[27] ● White, W. D.: Information Losses in Regenerative Pulse-Code Systems. Convention Record of the IRE, 1954 National Convention, Part 4 — Electronic Computers and Information Theory, S. 18—22

[28] Lagowitz, G.: Über Entropieverluste in Fernsehempfängern. Nachr.-Techn. Bd. 5 (1955) Nr. 9, S. 396—399

R. LEISTERER

Fourier-Darstellung einer demodulierten Schwebung

DK 621.376.332.029.4:517.512.2

Durch Überlagerung zweier sinusförmiger Spannungen, der Nutzspannung

$$u_n = U_n \cos \Omega t \tag{1}$$

und der Störspannung

$$u_s = U_s \cos (\Omega + \omega) t \tag{2}$$

entsteht die allgemeine Schwebung

$$u_1 = U_1 \cos (\Omega t + \Psi) \tag{3}$$

Darin ist

$$U_1 = \sqrt{U_n^2 + U_s^2 + 2 U_n U_s \cos \omega t} \tag{4}$$

und

$$\Psi = \arctan \frac{U_s \sin \omega t}{U_n + U_s \cos \omega t} \tag{5}$$

Mit $\frac{U_s}{U_n} = x$ geht der Ausdruck (5) über in

$$\Psi = \arctan \frac{x \sin \omega t}{1 + x \cos \omega t} \tag{6}$$

Die Schwebung nach (3) gibt man auf einen linearen Diskriminator mit vorgeschaltetem idealen Amplitudenbegrenzer, dessen Ausgangsspannung u_2 der momentanen Abweichung $\Delta \Omega$ von der Kreisfrequenz Ω der Nutzspannung proportional ist, also

$$u_2 = A \cdot \Delta \Omega \tag{7}$$

Es entsteht dann am Ausgang des Diskriminators eine niederfrequente Schwingung, die für kleine Verhältnisse x nahezu sinusförmig mit der Kreisfrequenz ω ist.

Mit zunehmendem x weicht diese Niederfrequenzschwingung immer stärker von der Sinusform ab. Es ist die momentane Kreisfrequenz Ω_t der Schwebung

$$\Omega_t = \frac{d}{dt} (\Omega t + \Psi)$$

bzw.

$$\Omega_t = \frac{d}{dt} \left(\Omega t + \arctan \frac{x \sin \omega t}{1 + x \cos \omega t} \right) \tag{8}$$

Die Differentiation ergibt

$$\Omega_t = \Omega + \omega \frac{x \cos \omega t + x^2}{1 + 2 x \cos \omega t + x^2} \tag{9}$$

Daraus erhält man direkt die Abweichung von der Kreisfrequenz der Nutzspannung u_n zu

$$\Delta \Omega = \omega \frac{x \cos \omega t + x^2}{1 + 2 x \cos \omega t + x^2} \tag{10}$$

Die Ausgangsspannung am Diskriminator wird also

$$u_2 = A \omega \frac{x \cos \omega t + x^2}{1 + 2 x \cos \omega t + x^2} \tag{11}$$

oder umgeformt

$$\frac{u_2}{A \omega} = \frac{x \cos \omega t + x^2}{1 + 2 x \cos \omega t + x^2} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1 - x^2}{1 + 2 x \cos \omega t + x^2} \right) \tag{12}$$

Diese Funktion ist in Abb. 1 grafisch dargestellt.

Es wird in (12) $\omega t = \varphi$ gesetzt. Mit der Eulerschen Beziehung

$$e^{i\varphi} = \cos \varphi + i \sin \varphi \quad \text{bzw.} \quad e^{-i\varphi} = \cos \varphi - i \sin \varphi \tag{13}$$

und den Substitutionen $x e^{i\varphi} = X$ und $x e^{-i\varphi} = Y$

schreibt sich

$$1 + 2 x \cos \varphi + x^2 = (1 + x e^{i\varphi}) (1 + x e^{-i\varphi}) = (1 + X) (1 + Y) \tag{14}$$

$$2 x \cos \varphi = x e^{i\varphi} + x e^{-i\varphi} = X + Y \tag{15}$$

$$x^2 = x e^{i\varphi} \cdot x e^{-i\varphi} = XY \tag{16}$$

Dadurch erhält Gleichung (12) die übersichtliche Form

$$\frac{u_2}{A \omega} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1 - XY}{(1 + X) (1 + Y)} \right] \tag{17}$$

Diese Funktion läßt sich durch Reihenentwicklung umformen. Es werden zuerst die Binomialreihen entwickelt

$$(1 + X)^{-1} = 1 - X + X^2 - X^3 + \dots \tag{18}$$

$$(1 + Y)^{-1} = 1 - Y + Y^2 - Y^3 + \dots \tag{19}$$

Diese Reihen werden miteinander multipliziert

$$(1 + X)^{-1} (1 + Y)^{-1} = 1 - (X + Y) + (X^2 + XY + Y^2) - (X^3 + X^2Y + XY^2 + Y^3) + \dots \tag{20}$$

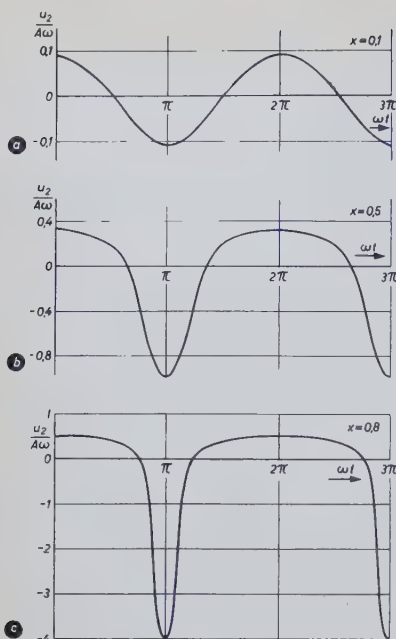


Abb. 1.
Darstellung der Funktion
 u_2
 $x \cos \omega t + x^2$
 $A\omega$ für $x=0,1$; $x=0,5$; $x=0,8$

Allgemein gilt für das r -te Glied der n -ten Reihe

$$K_{nr} = (-1)^{(n-1)} X^{(n-r)} Y^{(r-1)}$$

Durch Vergleich mit der Binomialreihe $[1 + (X + Y)]^{-1}$ findet man

$$(1 + X)^{-1} (1 + Y)^{-1} = 1 - (X + Y) + (X + Y)^2 - XY - (X + Y)^3 + 2XY(X + Y) + (X + Y)^4 - 3XY(X + Y)^2 + X^2Y^2 - \dots \quad (21)$$

Allgemein gilt für das r -te Glied der n -ten Reihe

$$K_{nr} = (-1)^{n+r} \binom{n-r}{r-1} (XY)^{r-1} (X + Y)^{n-2r+1}$$

Die Reihe (21) wird nach steigenden Potenzen von $(X + Y)$ geordnet

$$(1 + X)^{-1} (1 + Y)^{-1} = (X + Y)^0 [1 - XY + (XY)^2 - (XY)^3 + \dots] - (X + Y)^1 [1 - 2XY + 3(XY)^2 - 4(XY)^3 + \dots] + (X + Y)^2 [1 - 3XY + 6(XY)^2 - 10(XY)^3 + \dots] - \dots \quad (22)$$

Allgemein gilt für das r -te Glied der n -ten Reihe

$$K_{nr} = (-1)^{n+r} \binom{n+r-2}{r-1} (XY)^{r-1} (X + Y)^{n-1}$$

Geht man jetzt wieder von den Substitutionen X und Y zu x und $\cos \varphi$ über, so entstehen unter Berücksichtigung der Formeln für das Potenzieren von Kreisfunktionen die nachstehenden Ausdrücke

$$X + Y = 2x \cos \varphi \quad (15)$$

$$X \cdot Y = x^2 \quad (16)$$

$$(X + Y)^2 = 4x^2 \cos^2 \varphi = 2x^2 (1 + \cos 2\varphi)$$

$$(X + Y)^3 = 8x^3 \cos^3 \varphi = 2x^3 (3 \cos \varphi + \cos 3\varphi)$$

$$(X + Y)^4 = 16x^4 \cos^4 \varphi = 2x^4 (3 + 4 \cos 2\varphi + \cos 4\varphi) \quad (23)$$

$$(X + Y)^5 = 32x^5 \cos^5 \varphi = 2x^5 (10 \cos \varphi + 5 \cos 3\varphi + \cos 5\varphi)$$

...

Aus (15), (16), (22) und (23) berechnet man Gleich- und Wechselanteile

$$\text{von } (1 + X)^{-1} (1 + Y)^{-1} = \frac{1}{1 + 2x \cos \varphi + x^2} \text{ wie folgt}$$

Gleichanteil

$$\begin{aligned} &1 - x^2 + x^4 - x^6 + x^8 - \dots \\ &+ 2x^2 - 6x^4 + 12x^6 - 20x^8 + \dots \\ &+ 6x^4 - 30x^6 + 90x^8 - \dots \\ &+ 20x^6 - 140x^8 + \dots \\ &+ 70x^8 - \dots \end{aligned} \quad (24)$$

$$= 1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^8 + \dots = \frac{1}{1 - x^2}$$

Wechselanteile

Grundwelle:

$$\begin{aligned} &- 2x \cos \varphi (1 - 2x^2 + 3x^4 - 4x^6 + \dots \\ &\quad + 3x^2 - 12x^4 + 30x^6 - \dots \\ &\quad + 10x^4 - 60x^6 + \dots \\ &\quad + 35x^6 - \dots) \\ &- 2x \cos \varphi (1 + x^2 + x^4 + x^6 + \dots) \\ &= -\frac{2x}{1 - x^2} \cos \varphi \end{aligned}$$

2. Harmonische:

$$\begin{aligned} &+ 2x^2 \cos 2\varphi (1 - 3x^2 + 6x^4 - 10x^6 + \dots \\ &\quad + 4x^2 - 20x^4 + 60x^6 - \dots \\ &\quad + 15x^4 - 105x^6 + \dots \\ &\quad + 56x^6 - \dots) \\ &= 2x^2 \cos 2\varphi (1 + x^2 + x^4 + x^6 + \dots) \\ &= \frac{2x^2}{1 - x^2} \cos 2\varphi \end{aligned} \quad (24)$$

3. Harmonische:

$$\begin{aligned} &- 2x^3 \cos 3\varphi (1 - 4x^2 + 10x^4 - 20x^6 + \dots \\ &\quad + 5x^2 - 30x^4 + 105x^6 - \dots \\ &\quad + 21x^4 - 168x^6 + \dots \\ &\quad + 84x^6 - \dots) \\ &= -2x^3 \cos 3\varphi (1 + x^2 + x^4 + x^6 + \dots) \\ &= -\frac{2x^3}{1 - x^2} \cos 3\varphi \end{aligned}$$

Zusammengefaßt ergibt sich der Ausdruck

$$\frac{1}{1 + 2x \cos \varphi + x^2} = \frac{1}{1 - x^2} (1 - 2x \cos \varphi + 2x^2 \cos 2\varphi - 2x^3 \cos 3\varphi + \dots) \quad (24a)$$

Durch Einsetzen der Werte aus (24a) in Gleichung (12) erhält man

$$\begin{aligned} &u_2 \\ &A\omega \\ &= \frac{1}{2} (1 - 1 + 2x \cos \omega t - 2x^2 \cos 2\omega t + 2x^3 \cos 3\omega t - \dots) \\ &= x \cos \omega t - x^2 \cos 2\omega t + x^3 \cos 3\omega t - \dots \quad (25) \end{aligned}$$

und damit die endgültige Form der Fourier-Darstellung

$$u_2 = A\omega (x \cos \omega t - x^2 \cos 2\omega t + x^3 \cos 3\omega t - \dots) \quad (26)$$

Der Effektivwert der niederfrequenten Ausgangsspannung ist

$$\begin{aligned} U_{2\text{eff}} &= \frac{A\omega}{\sqrt{2}} \sqrt{x^2 + x^4 + x^6 + \dots} = \frac{A\omega}{\sqrt{2}} \sqrt{-1 + \frac{1}{1 - x^2}} \\ U_{2\text{eff}} &= \frac{A\omega}{\sqrt{2}} \frac{x}{\sqrt{1 - x^2}} \quad (27) \end{aligned}$$

Diskussion

1. Solange der Frequenzabstand von Nutzsender und Störsender klein ist gegen die Bandbreite des Diskriminators bzw. des nachfolgenden Niederfrequenzverstärkers, wächst die niederfrequente Störspannung mit steigendem Frequenzabstand.

2. Bei kleinem Störverhältnis x ist die niederfrequente Störspannung nahezu sinusförmig. Ihre Frequenz ist gleich der Differenz zwischen der Frequenz des Störsenders und des Nutzsenders. Mit steigendem x wächst der Anteil der Oberwellen, bis für $x \rightarrow 1$ alle Oberwellen in der Stärke der Grundschwingung enthalten sind. Dieser Fall entspricht dem sehr kurzen Impulse mit der Grundkreisfrequenz ω .

Schrifttum

Fricke, H.: Über eine einfache Darstellung des zeitlichen Frequenzverlaufes von Interferenzschwingungen mit Hilfe des Zeigerdiagrammes. FUNK UND TON Bd. 4 (1950) Nr. 3, S. 127—133

Der folgende Beitrag behandelt Generatoren, die nur RC -Glieder als Selektionsmittel enthalten. Dabei werden die kritische Verstärkung, Phasenteilheit, Frequenz und der Schwächungsfaktor als Kenngrößen der RC -Glieder eingeführt. Eine Betrachtung der Brückenschaltung der RC -Glieder zeigt, wie sich mit Hilfe einer einzigen Größe alle Eigenschaften des Generators (Klirrfaktor, Mitnahmebereich, wirksame Phasenteilheit, Verstärkung und Gleichaufnehmer) aus den Kenngrößen der RC -Glieder berechnen lassen. Weitere Arbeiten werden in ähnlichem Zusammenhang auf den Resonanzverstärker und den Phasenschiebegerator eingehen.

1. Grundsätzlicher Aufbau des RC-Generators

Schon in den zwanziger Jahren dieses Jahrhunderts wurde erkannt, daß es ohne Mitwirkung elektrisch schwingungsfähiger Gebilde nur mit Induktivitäten oder Kapazitäten und ohmschen Widerständen möglich ist, sinusförmige Schwingungen zu erzeugen [1, 2]. Jedoch hauptsächlich erst nach dem letzten Weltkrieg setzte hier eine Entwicklung ein, die die großen Anwendungsbereiche solcher Generatoren zeigte. Da sich bei ihnen häufig nur die Phase der rückgekoppelten Spannung mit der Frequenz ändert, haben sie den Namen Phasenschiebegeratoren bekommen. Ihre Vorteile liegen vor allem im Frequenzbereich der Akustik, jedoch ist es ohne großen Aufwand möglich, Schwingungen bis zu 10 MHz zu erzeugen [3]. In einem Fall gelingt es sogar, einen Breitbandwobbler von 50 bis zu 150 MHz zu bauen [4]. Nach unten ist die Grenze nur durch die Isolation gesetzt. Hier war es schon 1936 möglich, Schwingungszeiten bis zu einer Minute zu erreichen [5]. Weitere Vorteile bietet die leichte Veränderlichkeit der Frequenz, bedingt durch die gute Variabilität von R und C , wobei es gelingt, große Bereiche ohne Umschaltung zu überstreichen. Auch ist ein sehr kleiner Klirrfaktor zu verwirklichen, und besonders zu erwähnen ist der einfache und damit betriebssichere Aufbau. Die Frequenzstabilität hängt vielfach nur von den Temperaturkoeffizienten der verwendeten Schaltelemente ab. Aus diesem Grunde ist besonders bei den tiefen Frequenzen die Frequenzsicherheit weitaus größer als bei den Schwingkreisgeneratoren [6, 7]. Da Induktivitäten sowohl schlechter als auch nur ungenauer als Kapazitäten herzustellen sind und auch meist größere Verluste haben, werden praktisch immer Kapazität und ohmscher Widerstand gewählt. So entstand die Bezeichnung RC -Generator. Theoretisch sind jedoch die beiden Kombinationen RL und RC völlig gleichwertig [8]. Die Möglichkeit, selektive Verstärker mit resonanzartigem Frequenzverlauf ohne Resonanzkreise aufzubauen, ist, im Gegensatz zu den Generatoren, erheblich später bekannt geworden. Deshalb sind quantitative Aussagen hierüber noch recht selten.

Im folgenden soll nun auf einheitlicher Basis ein Überblick und Vergleich der möglichen Schaltungen gegeben werden. Es läßt sich ganz allgemein zeigen [9], und wird sich auch hier bestätigen, daß es sinnvoll ist, von den verschiedenen RC -Kombinationen auszugehen. Hierbei sind zwei Gruppen, die sowohl praktische als auch theoretische Unterschiede aufweisen, zu trennen. Die Glieder der ersten Gruppe sollen in der hier benutzten Bezeichnungsweise den RC -Generator liefern; sie zeichnen sich dadurch aus, daß bei ihnen für die zu erzeugende Frequenz zwischen Eingang und Ausgang keine Phasenverschiebung vorliegt. Sie sollen kurz RC -Glieder genannt werden. Die Glieder für die Phasenschiebegeratoren zeigen dieses Verhalten nie. Sie werden analog kurz als Phasenglieder bezeichnet. Zunächst sollen jedoch aus der Barkhausenschen Selbsterregungsbedingung Folgerungen gezogen werden, die die Berechnungen an den RC -Gliedern verständlicher machen werden.

2. Die Barkhausensche Selbsterregungsbedingung und ihre Bedeutung für RC- und Phasenschiebegeratoren

Die Barkhausensche Selbsterregungsbedingung besagt, daß nur für $\mathfrak{K} \cdot v = 1$ Schwingungen im stationären Zustand bestehen können. Hierin ist \mathfrak{K} die Dämpfung des Rückkopplungsvierpols und v die Verstärkung des Verstärkers. Sie ist bei den Schwingkreisgeneratoren

fast immer komplex, bei den RC -Generatoren praktisch nie. Hieraus folgt bereits, daß der Rückkopplungsvierpol beim RC -Generator für die zu erzeugende Frequenz je nach der Stufenzahl des Verstärkers eine Phasendrehung von $0, \pi$ oder seinen Vielfachen haben muß. Dies bedeutet ferner, daß die erregte Frequenz, im Gegensatz zu den Verhältnissen bei den meisten Schwingkreisgeneratoren, weitgehend unabhängig von den Röhrendaten ist.

Für den Anschwingvorgang eines Generators muß, damit er ohne Anstoß anschwingt, $\mathfrak{K} \cdot v > 1$ sein. Erst bei der gewünschten Amplitude soll $\mathfrak{K} \cdot v = 1$ werden. Bei den Schwingkreisgeneratoren wird dieser Forderung durch die Krümmung der Kennlinien entsprochen. Im stationären Schwingzustand gilt dann für die gemittelten Kennlinienwerte $\mathfrak{K} \cdot v = 1$. Die Kennlinienwerte im Anfachungspunkt liefern dagegen $\mathfrak{K} \cdot v > 1$. Der RC -Generator arbeitet jedoch nur in den linearen Teilen der Kennlinie und ermöglicht dadurch den geringen Klirrfaktor. Der Übergang von $\mathfrak{K} \cdot v > 1$ auf $\mathfrak{K} \cdot v = 1$ wird bei ihm durch eine Regelröhre erreicht. Dabei wird die negative Regelspannung von der Ausgangsamplitude erzeugt. Auch Heiß- oder Kaltleiter sowie der regelbare Innenwiderstand einer Röhre in Spannungsteilerschaltung können für den gleichen Zweck mit ebensogutem Erfolg verwendet werden.

3. Berechnung der RC-Glieder des Generators

Alle hier in Frage kommenden Schaltungen sind als Dreipole oder Spannungsteiler aufzufassen, wobei gemäß Abb. 1 das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung bereits das gewünschte \mathfrak{K} ergibt. Ein einfaches Beispiel ist in Abb. 2 gezeigt. Das hier ver-

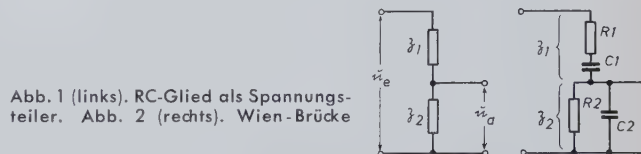


Abb. 1 (links). RC -Glieder als Spannungsteiler. Abb. 2 (rechts). Wien-Brücke

anschaulichte RC -Glieder wird gewöhnlich als Wien-Robinson-Brücke bezeichnet. Die Bezeichnung „Brücke“ stammt von einer anderen Anwendung dieser Kombination und wird später noch erklärt. Für diese Schaltung gilt nach Abb. 1

$$\mathfrak{K} = \frac{U_a}{U_e} = \frac{\mathfrak{z}_2}{\mathfrak{z}_1 + \mathfrak{z}_2} \quad (1)$$

(U_a = Ausgangsspannung; U_e = Eingangsspannung; $\mathfrak{z}_1, \mathfrak{z}_2$ = Zweigimpedanzen)

Nach kurzer Rechnung folgt weiter

$$\frac{1}{\mathfrak{K}} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1 + j \left(R_1 \omega C_1 - \frac{1}{R_2 \omega C_2} \right) \quad (1a)$$

Da bei dem RC -Generator nur die positiv reelle Stelle von \mathfrak{K} als Resonanzfrequenz ω_0 in Betracht kommt, wird der Imaginärteil gleich Null gesetzt und liefert

$$\omega_0^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 = 1 \quad (2)$$

Wird nun

$$r = \frac{R_1}{R_2}; \quad c = \frac{C_2}{C_1} \quad (3)$$

und

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (4)$$

eingeführt, so geht Gl. (1a) über in

$$\frac{1}{\mathfrak{K}} = 1 + r + c + j \sqrt{r \cdot c} \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \quad (1b)$$

Der Realteil $1 + r + c$ gibt die für die Resonanzfrequenz notwendige Verstärkung an und soll deshalb kritische Verstärkung v_k genannt werden. Wird nun Gl. (4a) durch dieses v_k dividiert, so erhält man die normierte Dämpfung \mathfrak{K}_N der Wienbrücke.

$$\mathfrak{K}_N = \mathfrak{K} \cdot v_k \quad (5)$$

Wird weiter die Größe $\frac{\sqrt{r \cdot c}}{v_k}$ mit Phasensteilheit s bezeichnet, so folgt für die normierte Dämpfung

$$\frac{1}{\mathfrak{K}_N} = 1 + s \cdot j \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \quad (6)$$

Wird diese Gleichung in die Gaußsche Zahlenebene übertragen, so liefert sie die normierte Ortskurve der Wienbrücke. Bei allen anderen RC-Gliedern wird sich dieselbe Gleichungsform ergeben. Unterschiede zeigen sich lediglich durch andere Werte von s und v_k , so daß dies die bestimmenden Größen eines RC-Gliedes sind. Ihre Werte sind für einfache RC-Glieder in Tab. I zusammengestellt. Die zugehörigen Schaltungen zeigen die Abb. 2...5. Auf ihre Herleitung soll hier verzichtet werden. Die normierte Ortskurve aller RC-Glieder kann auch in Polarkoordinaten φ und r geschrieben werden. Hierbei ist φ der Winkel zwischen der reellen Achse und der Strecke r , die den Ursprung mit dem jeweiligen Punkt verbindet. Es gilt somit

$$\operatorname{tg} \varphi = s \left(\frac{1}{\Omega} - \Omega \right) \quad (7)$$

$$r = \frac{1}{\sqrt{1 + s^2 \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)^2}} = \cos \varphi \quad (8)$$

Aus diesen Gleichungen ist leicht zu ersehen, daß die normierte Ortskurve ein Kreis mit dem Radius 0,5 um den Punkt 0,5 ist. Die Verteilung der Ω auf dem Kreis hängt wegen Gl. (7) nur noch von der Phasensteilheit s ab. Aus der Tab. I ist zu ersehen, daß bei $r = c$ die Phasensteilheit ein relatives Maximum hat. Beim entkoppelten Bandpaß ist sogar gleichzeitig das absolute Maximum von $s = 0,5$ erreicht, während bei den anderen Gliedern erst für $r = c \rightarrow \infty$ auch s gegen sein absolutes Maximum von ebenfalls 0,5 strebt. In Anbetracht dieser Tatsachen zeigt Abb. 6 die eingeteilten Ortskurven für $s = 0,5; 0,4; 0,3; 0,2; 0,1$. Zur schnellen Feststellung von s und v_k bei vorgegebenem r und c dienen weiter Abb. 7...9.

Bei den bisherigen Betrachtungen wurden einige RC-Glieder bewußt fortgelassen. Zu ihnen gehören z. B. die in Abb. 10 dargestellten. Sie werden sich jedoch im Zusammenhang mit dem Spezialfall einer

Abb. 3. Bandpaß, links I. und rechts II. Art

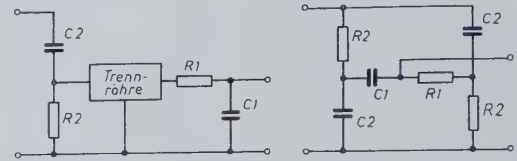
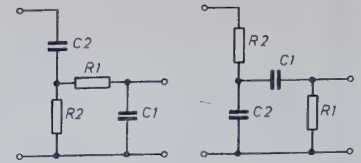


Abb. 4 (links). Entkoppelter Bandpaß; die Reihenfolge Hoch-Tief- oder Tief-Hoch-Paß ist gleichwertig. Abb. 5 (rechts). RC-Netzwerk

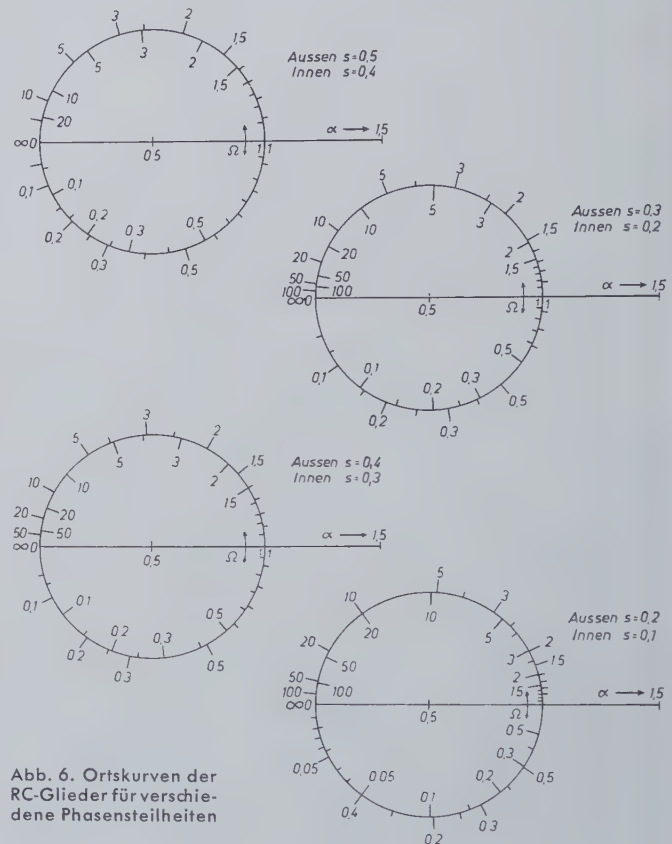


Abb. 6. Ortskurven der RC-Glieder für verschiedene Phasensteilheiten

Tabelle I. Kennwerte der RC- und Phasenglieder

	s	v_k	σ_r	σ_c	Φ
Wienbrücke	$\frac{\sqrt{r \cdot c}}{1 + r + c}$	$1 + r + c$	$\frac{r}{1 + r + c}$	$\frac{c}{1 + r + c}$	1
Bandpaß I. Art	$\frac{\sqrt{r \cdot c}}{1 + r + c}$	$\frac{1 + r + c}{c}$	$\frac{r}{1 + r + c}$	$-\frac{r + 1}{1 + r + c}$	1
Bandpaß II. Art	$\frac{\sqrt{r \cdot c}}{1 + r + c}$	$\frac{1 + r + c}{r}$	$-\frac{c + 1}{1 + r + c}$	$\frac{c}{1 + r + c}$	1
entkopp. Bandpaß	$\frac{\sqrt{r \cdot c}}{r + c}$	$\frac{r + c}{c}$	$\frac{r}{r + c}$	$-\frac{r}{r + c}$	1
RC-Netzwerk	$\frac{\sqrt{r \cdot c}}{2 + r + c}$	$1 + \frac{1}{1 + r + c}$	$-\frac{r}{(1 + r + c)(2 + r + c)}$	$\frac{c}{(1 + r + c)(2 + r + c)}$	1
2gliedriger Phasenschieber	$2 \cdot \frac{\sqrt{r \cdot c}}{r + c}$	1	0	0	1
3gliedriger Phasenschieber	0,49	29	—	—	$\sqrt{6}$
4gliedriger Phasenschieber	0,65	18,4	—	—	$\sqrt{\frac{10}{7}}$
homogener Phasenschieber	0,79	11,6	0	0	$2\pi^2$

*) Da beim RC-Netzwerk nur ein Schaltelement geändert wird, ist es besser, Abb. 9 zu benutzen

späteren Entwicklung ergeben. Hier sei nur erwähnt, daß sie einfach die „Umkehrungen“ von Wienbrücke, Bandpaß I. Art, Bandpaß II. Art und RC-Netzwerk sind. Sie entstehen dadurch, daß beim Dreipol gemäß Abb. 1 nicht u_a , sondern $u_0 - u_a$ als Ausgangsspannung gewählt wird. Weiterhin wurde nicht die Möglichkeit ausgenutzt, mehrere gegebenenfalls gleiche RC-Glieder hintereinanderschalten. Hierbei ergäben sich nämlich kompliziertere Ortskurven. Außerdem müßten dann auch bei Frequenzänderung doppelt so viele Elemente gleichzeitig variiert werden. Abgesehen hiervon lassen sich diese Glieder im Falle mangelnder gegenseitiger Beeinflussung dadurch bestimmen, daß sich die kritischen Verstärkungen multiplizieren und die Phasensteilheiten addieren. Außerdem ist eine vielleicht interessante Schaltungsmöglichkeit in Abb. 11 gegeben. Im Ergebnis entspricht diese Schaltung genau dem entkoppelten Bandpaß. Von Nachteil ist jedoch, daß sich mit

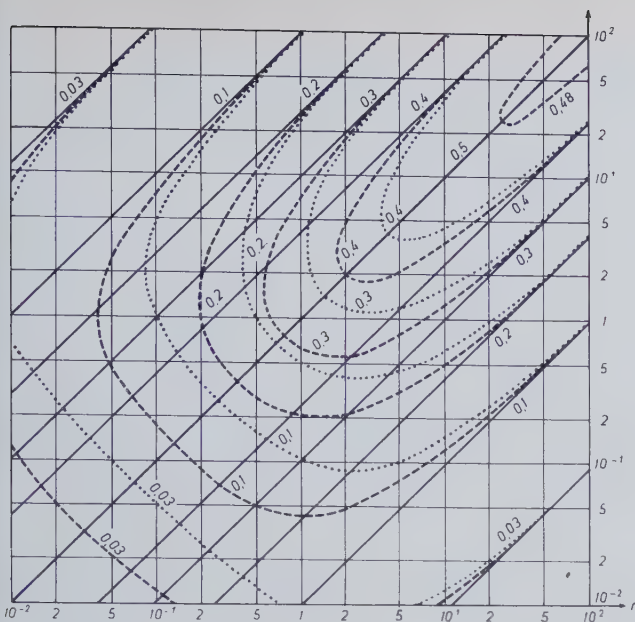


Abb. 7. Kurventafel der Phasenteilheiten im Bereich $10^{-2} \dots 10^{+2}$
... Netzwerk, --- Bandpaß I und II und Wien-Brücke, — entkoppelter Bandpaß

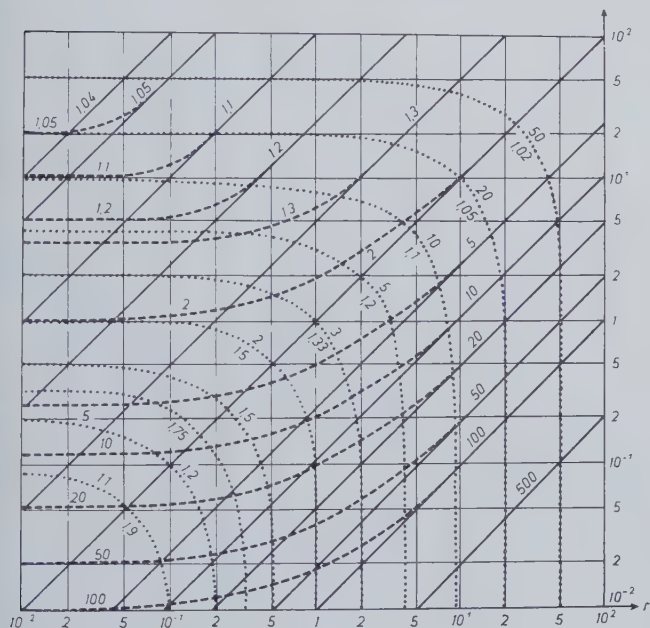


Abb. 8. Kurventafel der Verstärkungen im Bereich $10^{-2} \dots 10^{+2}$
— entkoppelter Bandpaß, --- Bandpaß I, ... ob. Ziffer = Wien-Brücke, unt. Ziffer = Netzwerk. Bandpaß II = Bandpaß I mit Vertauschung von r und c

R_1 auch die Verstärkung der Röhre ändert und ihr Innenwiderstand parallel zu ihm liegt.

In vielen Fällen wird von dem jeweiligen RC -Glied nicht nur eine festgestellte Frequenz ω_0 gewünscht, sondern diese soll über einen möglichst großen Bereich einstellbar sein. Deshalb werden die Widerstände oder Kondensatoren veränderbar gewählt. Reicht dann der Variationsbereich noch nicht aus, so werden die festen Elemente umgeschaltet. Um bei diesen Frequenzänderungen den durch das jeweils gewählte r und c festgelegten Arbeitspunkt beizubehalten, muß ein absoluter Gleichlauf zwischen den variablen Elementen gegeben sein. (Eine Ausnahme macht das Netzwerk.) Da diese Forderung in der Praxis nicht erfüllbar ist, ergeben sich Änderungen von v_k und s mit der Frequenz. Die Änderungen der Phasenteilheit wirken sich hauptsächlich auf die Frequenzstabilität aus und sind in ihrem Einfluß gegenüber den Änderungen der kritischen Verstärkung praktisch immer zu vernachlässigen. Sie müssen durch das amplitudenbegrenzende Glied ausgeregelt werden. Deshalb dürfen

sie nie einen bestimmten Wert überschreiten. Zu ihrer Berechnung sei von der allgemeinen Schreibweise der kritischen Verstärkung ausgegangen

$$v_k = f(r, c) \quad (9)$$

Bei einer Frequenzänderung werden nur die Widerstände oder Kondensatoren geändert; folglich gilt weiter:

$$\partial v_k = f_r(r, c) \cdot \partial r \quad \text{beziehungsweise} \quad \partial v_k = f_c(r, c) \partial c$$

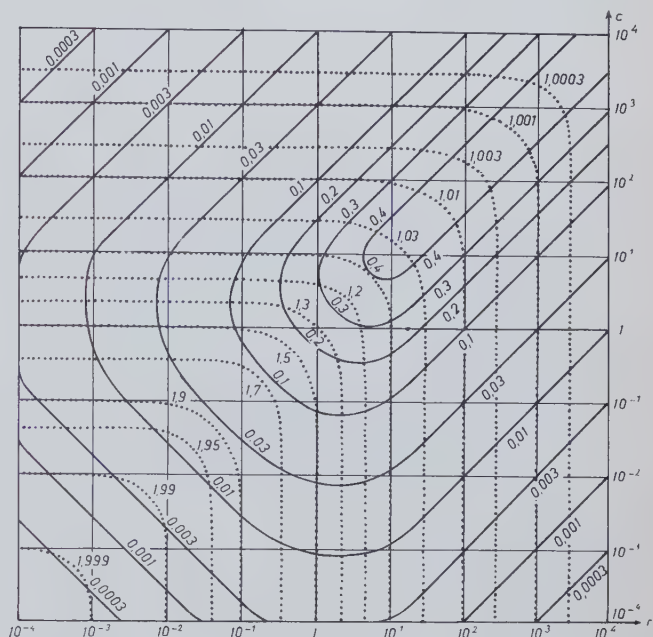


Abb. 9. Kurventafel für ein Netzwerk im Bereich $10^{-4} \dots 10^{+4}$
— Phasenteilheit, ... Verstärkung

Da nun für die Praxis die absolute Änderung der Größen wenig besagt, sind die relativen Änderungen einzuführen.

$$\delta v_k = \frac{\partial v_k}{v_k}, \quad \delta_r = \frac{\partial r}{r} \quad \text{und} \quad \delta_c = \frac{\partial c}{c} \quad (10)$$

Wird außerdem noch definiert

$$\sigma_r = \frac{r}{v_k} \cdot f_r(r, c) \quad \text{und} \quad \sigma_c = \frac{c}{v_k} \cdot f_c(r, c) \quad (11)$$

so gilt schließlich

$$\sigma_{v_k} = \delta_r \cdot \sigma_r \quad \text{beziehungsweise} \quad \sigma_{v_k} = \delta_c \cdot \sigma_c \quad (12)$$

Diese σ sollen als Schwächungsfaktoren bezeichnet werden. Ihre Größe ist von der des gewählten RC -Glieds abhängig. Auch die Größe von r und c hat einen Einfluß. Je kleiner die σ , um so weniger wirkt sich ein bestimmter Gleichlauffehler aus. Die Funktionen für die Schwächungsfaktoren sind ebenfalls in Tab. I eingetragen, während Abb. 12 ihre Auswertung zeigt. Die Eintragungen für das Netzwerk wurden hierbei fortgelassen, da bei ihm die Frequenzänderung gerade dadurch geschieht, daß nur ein Element des

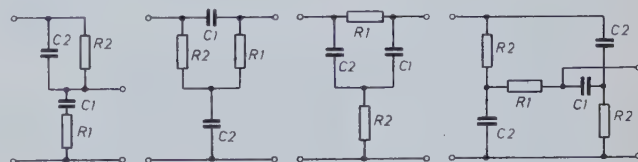


Abb. 10. „Umkehrungen“ der RC -Glieder in der Reihenfolge: Wien-Brücke, Bandpaß I und II (überbrücktes T-Glied) und RC -Netzwerk (Doppel-T-Glied)

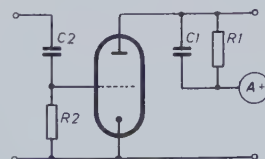


Abb. 11. Spezielles RC -Glied mit Eigenschaften des entkoppelten Bandpasses

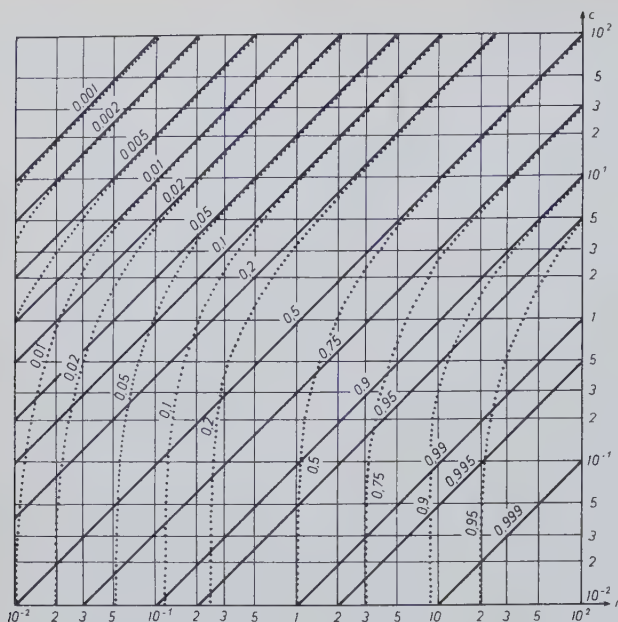


Abb. 12. Kurventafel für Schwächungsfaktoren im Bereich 10^{-2} bis 10^2

	δ_r	δ_c
Wien-Brücke
Bandpaß I
Bandpaß II
allgemeiner Bandpaß

¹⁾ r - und c -Achsen vertauschen

²⁾ abgelesener Wert ist von 1 zu subtrahieren

³⁾ Zahlenwert ist negativ

Brückenweiges geändert wird. Die Änderung von v_k ist damit einmal nicht ohne größeren Fehler differentiell anzugeben und zum anderen auch schon recht gut aus der vorhandenen Abb. 9, die speziell für das Netzwerk gilt, abzulesen. Aus dem oben Gesagten folgt auch, daß es beim Netzwerk keine eigentlichen Gleichlauffehler gibt, weil ja nur ein Widerstand oder Kondensator geändert wird. Da aber eine Änderung der kritischen Verstärkung mit der Frequenz vorhanden ist, sei diese weiterhin so bezeichnet. Die Größe dieser Änderung ist, genau wie bei den anderen RC -Gliedern, von r und c abhängig, außerdem kommt jedoch die Größe der maximalen Frequenzänderung hinzu. Je kleiner diese ist, um so kleiner ist natürlich auch die Abweichung von der mittleren Verstärkung.

(Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] Heegner, K.: Über Schwingungserzeugung mittels eines Elektronenröhrensystems, welches keine Selbstinduktionen enthält. Z. f. Phys. Bd. 42 (1927) S. 773—778
- [2] Tank, F., u. Graf, K.: Entdämpfung und Schwingungserregung aperiodischer Systeme. Helvetia Bd. 1 (1928) S. 508—517
- [3] Götze, W.: Abstimmbare RC -Brückenwert mit nur einem variablen Schaltelement. FUNK UND TON Bd. 6 (1952) S. 393—399
- [4] Cornack, A.: Wide-Range Variable-Frequency-Oscillator. Wireless Eng. Bd. 28 (1951) S. 336
- [5] Lattmann, M., u. Salinger, H.: Über Rückkopplungsschaltungen ohne Resonanzkreise. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 13 (1936) S. 133—142
- [6] Zaiser, W.: Untersuchungen an einem Schwingungserzeuger mit Widerstand und Kapazität als frequenzbestimmenden Schaltteilen. Elektr. Nachr.-Techn. Bd. 19 (1942) S. 228—234
- [7] Klemt, A.: RC -Meßsender 100 Hz—100 kHz. ATM Z 42—5 (1943)
- [8] Pelz, F.: Die Schwingungserzeugung beim Phasenschiebegerator. FUNK UND TON Bd. 6 (1952) S. 64—68
- [9] Pieplow, H.: RC -Netzwerke als Selektionsmittel. ATM Z 423—1 u. Z 423—2 (1952)

AUS INDUSTRIE UND TECHNIK

Franz Hellwege †

Unerwartet starb am 8. Dezember 1955 im Alter von 50 Jahren Herr Franz Hellwege, Mitglied der Geschäftsführung der *Valvo GmbH*. Am 8. März 1905 in Hamburg geboren, trat er 1930 als Leiter des Röhrenvertriebs in die Hamburger Röhrenfabrik ein, und seitdem ist sein Name mit dem Aufstieg des Unternehmens unlösbar verbunden. Mit unermüdlicher Tatkraft hat er besonders nach dem Kriege sich dem Wiederaufbau der schwerbeschädigten Röhrenfabrik gewidmet und an der Errichtung der Keramischen Werke in Hamburg-Langenhorn und der Fernseh-Bildröhrenfabrik in Aachen wesentlichen Anteil gehabt.

Franz Hellwege stellte seine Sachkenntnis und große Erfahrung ohne Rücksicht auf die eigene Person unermüdlich zur Verfügung. Allen, die ihn im Rahmen seiner vielseitigen Tätigkeit kennenlernten, ist er durch seine ruhige menschliche Art, seinen lauten Charakter, seine Hilfsbereitschaft und Klugheit in bester Erinnerung. Als Mitglied des Beirates der *Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI*, dem er bis vor kurzem angehörte, leistete er wertvolle Arbeit für die gesamte deutsche Radio- und Fernsehindustrie.

Mit Franz Hellwege, der am 3. Januar 1955 sein 25jähriges Dienstjubiläum begehen konnte und am 8. März das 50. Lebensjahr vollendete, verliert nicht nur das Haus *Valvo*, sondern die gesamte deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Elektronik-Industrie eine ihrer führenden Persönlichkeiten.

Dr. Werner Germershausen

Am 14. Dezember 1955 konnte Herr Direktor Dr. Werner Germershausen sein 40jähriges Dienstjubiläum im Dienste der *Accumulatoren-Fabrik AG* begehen, deren Patentabteilung er als Patentanwalt seit 25 Jahren leitet. Der 1891 in Berlin-Charlottenburg geborene Jubilar promovierte 1915 mit einer Arbeit über die Elektronenemission von Oxyd-



Glühkathoden. Seine weiteren Arbeiten auf diesem Gebiet hatten vor allem auf die Entwicklung der Glühkathodengleichrichter zum Laden von Akkumulatoren entscheidenden Einfluß. Als Leiter der Physikalischen- und Gleichrichter-Abteilung erlangte Dr. Germershausen eine Reihe von grundlegenden Patenten.

Bis zum heutigen Tage hat es der Jubilar als seine vornehmste Aufgabe angesehen, seine reichen Erfahrungen für die Interessen des Hauses *AFG* einzusetzen.

Verdiente Mitarbeiter der C. Lorenz AG

Den Herren Tankred von Hauteville, Stuttgart, Herbert Bornack und Dr. Werner Rossberg, beide Berlin, wurde in Anbetracht ihrer Verdienste um die *C. Lorenz AG* und ihrer verantwortlichen Stellung Prokura erteilt. Die Herren Ernst Fricke, Leiter des *Lorenz-Werkes*, Landshut, und Erich Grohmann, Leiter des *Lorenz-Werkes*, Pforzheim, wurden zu Titulardirektoren ernannt.

Neuer Vorstand des AWF

Auf der Mitgliederversammlung am 6. September 1955 wurde als Erstes Vorstandsmitglied Herr Dr.-Ing. E. h. Ferdinand Müller, Vorstandsmitglied der *Siemens-Schuckertwerke*, Berlin, gewählt und als Stellvertreter die Herren Dr. Friedrich Haemmerling, Vorstandsmitglied der *AEF*, Frankfurt/Main, und Direktor Willy Mehltitz, *Siemens-Schuckertwerke*, Berlin.

Univac Rechenzentrum in Frankfurt

Am 15. November 1955 wurde zwischen dem *Battelle-Institut e. V.* und der *Remington Rand GmbH* ein Vertrag abgeschlossen, der die Errichtung einer „Univac“-Rechenanlage in den Räumlichkeiten dieses Instituts vorsieht. Bisher bestehen erst zwei derartige Rechenzentren in den USA. Die ab Mitte 1956 der europäischen Wirtschaft und Wissenschaft in Frankfurt zur Verfügung stehende Anlage ist damit die erste dieser Art in Europa.

Die im Frankfurter Rechenzentrum zur Aufstellung kommende „Univac“ ist eine Groß-Rechenanlage mit einem alpha-numerischen Schnelldrucker, der je Stunde 36000 Zeilen zu je 130 Zeichen niederschreibt. Das zentrale Rechenwerk kann 12000 Zeichen gleichzeitig speichern. Ebenso lassen sich umfangreiche Programme, die in Unterprogrammen auch die Operationsbefehle für Sonderfälle enthalten, speichern.

OC 76, ein Transistor für Schalterbetrieb

Unter der Typenbezeichnung OC 76 hat Valvo in der Allglas-Serie einen neuen Transistor entwickelt, der speziell für Schalterbetrieb ausgelegt ist. Bei dieser Betriebsart ergeben sich grundsätzlich andere elektrische Anforderungen an den Transistor als beim Betrieb mit Sinusspannung. Im Hinblick auf möglichst hohe Schalteistung und guten Wirkungsgrad, lassen sich die Anforderungen kurz wie folgt zusammenfassen:

- 1. Im leitenden Zustand muß der Innenwiderstand so klein wie möglich sein, d. h., der innere Spannungsabfall — die Kniespannung — muß klein gegen die Batteriespannung sein.
- 2. Bezogen auf einen definierten Ausgangsstrom muß die Steuerleistung so klein wie möglich sein.
- 3. Im abgeschalteten Zustand muß der innere Widerstand möglichst hoch sein. Aus physikalischen Gründen kann dieser Widerstand beim Transistor nicht beliebig groß werden, da noch ein endlicher Reststrom fließt.
- 4. Im abgeschalteten Zustand muß die am Kollektor zulässige Spannung möglichst hoch sein, weil dadurch im Zusammenhang mit dem zugelassenen Strom die Schalteistung bestimmt ist.
- 5. Mit Rücksicht auf den Leistungsumsatz während des Umschaltens soll die Schaltzeit möglichst klein sein, d. h., die Laufzeiteffekte sind auf ein Minimum zu beschränken.

Für eine Umgebungstemperatur von 25°C gelten folgende Kenndaten: Steuerstrom — $I_b \leq 5,8$ mA, Steuerspannung — $U_{be} \leq 0,7$ V bei $-I_c = 125$ mA, — $U_{ce} = 0,7$ V
Kniespannung — $U_{ce} \leq 0,35$ V bei $-I_c = 125$ mA, — $I_b = 6,5$ mA
Kollektor-Reststrom — $I_{co'} = 130 \mu A$ bei $-I_b = 0$ mA, — $U_{ce} = 6$ V
Kollektor-Reststrom — $I_{co} \leq 15 \mu A$ bei $I_e = 0$ mA, — $U_{cb} = 30$ V
Emitter-Reststrom $I_{eo} = 4,5 \mu A$ bei $-I_c = 0$ mA, — $U_{cb} = 6$ V
Grenzfrequenz (Basisschaltung) ≥ 160 kHz für Abnahme der Stromverstärkung um 3 dB, bezogen auf $f_0 = 1$ kHz bei $-I_c = 10$ mA, — $U_{cb} = 6$ V.

Ferrit-Modulator und Einwegleitung

Einige interessante Zusatzeinrichtungen für das Zentimeterwellengebiet hat Rohde & Schwarz, München, entwickelt. Sie nutzen die Eigenschaften der Ferrite, eine Drehung der Polarisationssebene mit der Größe der auf sie wirkenden Magnetisierungsströme vorzunehmen (Faraday-Effekt), dazu aus, in einer Hohlrohrdurchgangsleitung die Hochfrequenz mittels niederfrequent veränderbarer Magnetisierungsströme in ihrer Amplitude zu



Ferrit-Modulator



Einwegleitung

modulieren. Wird die in einem Rechteckquerschnitt wandernde Hohlrohrwelle, deren Polarisationsrichtung durch die Rohrform erzwingen ist, durch die Einwirkung der Ferritstrecke gedreht, ohne daß sich die Querschnittsform mitdreht, dann ist die Ausbreitung der Hohlrohrwelle stark behindert bzw. gedämpft, so daß eine hohe Dämpfung in der Ausbreitungsrichtung eintritt.

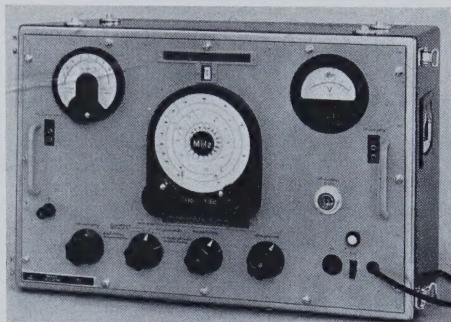
Ein nach diesem Prinzip aufgebauter Ferrit-Modulator für Frequenzen von 8,5...9,6 GHz kann im Modulations-Frequenzbereich bis etwa 3 kHz mit Magnetisierungsströmen in der Größenordnung bis 20 mA jede durchlaufende Hohlrohrwelle im oben angegebenen Frequenzbereich um 20...40 dB dämpfen, was Amplitudenmodulationsgraden von 90 bzw. 99% entspricht. Das Stehwellenverhältnis schwankt dabei nur zwischen 1,0 und maximal 1,4.

Auf demselben Prinzip beruht auch die Wirkung der Einwegleitung, die verschiedene Dämpfung beim Hinlauf und beim Rücklauf von Hohlrohrwellen aufweist. Während in der Durchgangsrichtung der Drehung der Polarisationssebene der Wellen eine Verwindung des Hohlleites entspricht und damit eine Dämpfung weitgehend vermieden werden kann, liegt beim Wellenrücklauf die Hohlleiterdrehung gerade im falschen Sinne, so daß starke Dämpfung auftritt. Im Frequenzbereich 8,5...9,5 GHz ist die Durchgangsdämpfung überall kleiner als 1 dB, die Sperrdämpfung dagegen bewegt sich zwischen 15 und 32 dB. Die Reflexion ist in beiden Richtungen etwa gleich groß und überschreitet den Wert 1,3 nicht.

Mit Vorteil verwendet man eine derartige Einwegleitung z. B. bei Hohlrohrwellen-Meßplätzen, wenn eine Spannungsquelle unabhängig von der Rückwirkung der angeschlossenen Verbraucher sein soll. Auch an schwachen Generatoren lassen sich dann ohne Frequenzverwerfung und ohne EMK-Änderung starke Energieauskopplungen anwenden.

Höchstfrequenz-Meßsender

Im Rahmen des Höchstfrequenz-Meßgeräteprogramms hat Siemens & Halske Meßsender für dm- und cm-Wellen entwickelt, die hohen Anforderungen entsprechen. Für den Bereich 300...1000 MHz steht der Meßsender „3 W 58“ (Abbildung) zur Verfügung, der bei Verwendung koaxialer Abstimmleitungen mit kontaktsicheren Kurzschlußschiebern eine reproduzierbare Frequenzeinstellung mit einer Genauigkeit von $5 \cdot 10^{-4}$ gewährleistet. Der zweistufige Sender (Oszillator- und Trennstufe) ist rückwirkungsfrei, so daß selbst bei starken Belastungsänderungen praktisch keine Frequenzänderung auftritt. Die HF-Spannung kann wahlweise

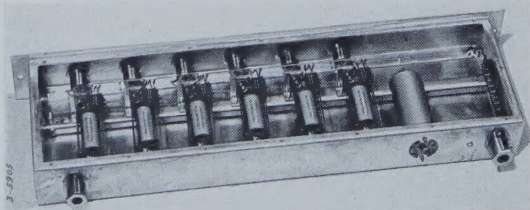


unmoduliert, eigen- oder fremdmoduliert abgegeben werden. Bei Eigenmodulation liefert der Modulationsteil Impulse von 1000 Hz Folgefrequenz mit einem von 1:1 bis 1:10 regelbaren Tastverhältnis.

Für den Bereich 1,5...2,7 GHz ist der Meßsender „3 W 59“ bestimmt, der mit Hilfe einer schwenkbaren Kopplungsschleife im Gitter-Anodenkreis der Scheibentriode 2 C 40 die Ausgangsspannung stetig regelt. Für den anschließenden Bereich 2,4...4,5 GHz dient der Meßsender „3 W 513“, der ein Reflexklystron und als Abstimmleitung eine Koaxialleitung benutzt. Die für eine gewünschte Frequenz erforderliche Reflektorspannung stellt sich gleichzeitig mit der Abstimmung der Koaxialleitung selbsttätig über ein mit dem Abstimmkolben mechanisch gekoppeltes Potentiometer ein, so daß Einknopfabstimmung erreicht wird. Um eine Frequenzkonstanz von 10^{-5} zu erreichen, erfolgt die Stromversorgung über ein stabilisiertes Netzanschlußgerät. Zur Frequenzwobbelung läßt sich der Reflektorspannung eine 50-Hz-Spannung überlagern. Die maximale HF-Ausgangsleistung des mit Rechteckimpulsen fremd- und eigenmodulierbaren Senders ist etwa 100 mW. Für den Frequenzbereich 4,4...9,1 GHz ist ein in Schaltung und Aufbau ähnlicher Meßsender („3 W 515“) in Vorbereitung.

HF-Relaischiene

Soll bei Empfangsstellen mit mehreren Arbeitsplätzen und mehreren verschiedenen Antennen ein stark veränderlicher Funkverkehr aufgenommen werden, so ist es zweckmäßig, die Antennenauswahl dem Funker selbst zu überlassen. Die Auswahl erfolgt vom Arbeitsplatz aus durch einen Wählschalter, der eine Relaischiene steuert. So kann die jeweils nach Antennenspannung und Störpegel günstigste Antenne auf den Empfänger durchgeschaltet werden. Von den vorhandenen Antennen werden sechs durch Steckverbindungen am Umsteckverteiler zur HF-Relaischiene auf das Kabel zum Antenneneingang des Empfängers gelegt. Bei Verwendung elektronischer Antennenverteiler lassen sich so viele Ausgänge schaffen, daß bei größeren Verteileranlagen für jede Relaischiene ein getrennter Anschluß an jede Antenne vorhanden ist.



Die HF-Relaischiene „Rs 356/1“ von Telefunken mit Wählschalter „AUSch 103/1“ ist im Frequenzbereich 10 kHz bis 30 MHz verwendbar. Bei einem Wellenwiderstand von 50...70 Ohm ist die Durchlaßdämpfung $< 0,5$ dB, die Sperrdämpfung 60...80 dB und die Fehlanpassung $m \leq 1,5$. Die Abbildung zeigt die Relaischiene ohne Abdeckhaube.

Neue dielektrische Linsen für Mikrowellen¹⁾

DK 621.396.677.85.029.6

Da Mikrowellen vom Millimeterbereich bis etwa zum Dezimeterbereich praktisch den gleichen Gesetzen der geometrischen Optik folgen wie die noch kürzeren Lichtwellen, kann man sich zur Strahlformung von Mikrowellen ganz ähnlicher Hilfsmittel bedienen wie in der Lichtoptik. So lassen sich beispielsweise Mikrowellen mit einem parabolischen Hohlspiegel aus Metallblech oder Drahtgeflecht, in dessen Brennpunkt sich die Mikrowellenquelle (etwa ein auf den Reflektor hin gerichteter Hornstrahler) befindet, mit geringen Verlusten geradlinig übertragen. Die Strahlenbündelung mittels Parabolreflektors hat aber den Nachteil, daß die Mikrowellenquelle sowie das Zuleitungssystem zu dieser einen Teil der wirksamen Reflektoröffnung abdeckt und damit den Wirkungsgrad der Anlage beeinträchtigt.

Daher nimmt man zur Strahlenbündelung in manchen Fällen lieber eine Linse — ebenfalls in Übereinstimmung mit der Lichtoptik —, in deren hinterem Brennpunkt die Mikrowellenquelle angeordnet ist; auf der Vorderseite der Linse tritt dann ein paralleles Strahlenbündel aus. Zahlreiche Ausführungsformen der verschiedensten Arten solcher Linsen sind bereits vorgeschlagen und auch praktisch eingesetzt worden. Sie können hier nicht alle erläutert, sogar nicht einmal aufgezählt werden, weil ihre Zahl zu groß ist. Eine besondere Gruppe bilden die sogenannten dielektrischen Linsen, die aus einem dielektrischen Material, z. B. aus einem Kunststoff, wie Plexiglas oder Polystyrol, bestehen, das eine von seiner Umgebung (Luft) unterschiedliche (größere) Dielektrizitätskonstante ϵ hat; das gleiche

praktisch kaum ganz genau verwirklichen. Man kann sich aber mit einer Annäherung in der Weise helfen, daß man die Linsenplatte aus einzelnen konzentrischen Kreistrichen zu einer geschlossenen Kreisscheibe zusammensetzt. Die Materialien der einzelnen Kreistriche sind verschieden und haben unterschiedliche Brechungskoeffizienten; sie sind so gewählt, daß die zusammengesetzte Scheibe einen von der Achse zum Außenrand stufenweise abnehmenden Verlauf des Brechungskoeffizienten zeigt, wobei die Treppenkurve dieses Verlaufes des Brechungskoeffizienten der theoretischen, stetig gekrümmten Kurve möglichst nahekommen soll. Man sieht ohne weiteres ein, daß sich der Aufbau einer derartigen Zonenlinse umständlich und kostspielig gestalten muß.

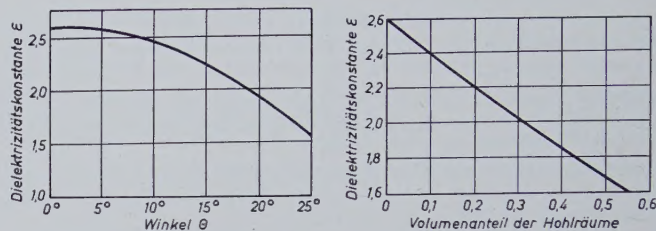


Abb. 4 (links). Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstante vom Winkel θ (Abb. 3) für eine Plexiglaslinse mit einer Brennweite und einem Durchmesser von je 25 cm. Abb. 5 (rechts). Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstante (für Plexiglas) von dem Volumenanteil der Hohlräume in der Linse

Es gibt aber noch eine andere Möglichkeit, planparallele dielektrische Linsen mit allmählich, allerdings ebenfalls stufenweise von innen nach außen abnehmenden Brechungskoeffizienten zu gewinnen, die außerordentlich einfach und billig ist, so daß sie für die Praxis von Bedeutung sein kann, zumal die mit den ersten Versuchsmodellen erzielten Ergebnisse eine hervorragende Bündelungswirkung erkennen lassen.

Die radiale Abnahme des Brechungskoeffizienten entsteht bei den neuen Linsen dadurch, daß man in der planparallelen und aus homogenem Kunststoff bestehenden Linsenplatte eine Vielzahl von kleinen Hohlräumen anbringt, deren Zahl und Volumen von der Linsenachse aus radial nach außen zunehmen. Durch diese Anordnung der Hohlräume entsteht eine radiale Abnahme der wirksamen Linsenmasse, ähnlich wie bei einer Linse mit gewölbten Oberflächen. In den Versuchsmodellen wurden Hohlräume sphärischer oder zylindrischer Form angewendet; zylindrische Hohlräume sind besonders günstig, weil sie sich leicht ausbohren lassen.

Praktisch wird die neue Linse so hergestellt, daß die Linsenplatte aus mehreren dünnen planparallelen Scheiben zusammengeklebt wird, weil sich so die Hohlräume im Innern der Platte am besten verteilen lassen. Die Abb. 1 und 2 zeigen in einer schematischen Zeichnung, in welcher Weise die Linsenplatte aus den einzelnen Scheiben aufgebaut wird, und zwar einmal für zylindrische Hohlräume (Abb. 1) und außerdem für sphärische Hohlräume (Abb. 2).

Selbstverständlich muß das Hohlraumvolumen in den einzelnen Linsenringen genau berechnet werden, um eine Linsenwirkung zu bekommen. Zu diesem Zweck denkt man sich die Linse in eine Reihe von Ringzonen aufgeteilt (Abb. 3) und berechnet für die Mittellinie jeder Ringzone die aus dem Linsenmaterial zu entfernende Stoffmenge. Abb. 4 läßt erkennen, nach welcher Gesetzmäßigkeit die Dielektrizitätskonstante der Linse mit zunehmendem Winkel θ , das ist der vom Brennpunkt aus gesehene Winkel zwischen der Linsenachse und der Mittellinie der jeweiligen Ringzone, kleiner werden muß; die dargestellte Kurve gilt für Plexiglas mit $\epsilon = 2,6$ und $n_0 = 1,61$. Aus Abb. 5 geht dann hervor, wie die erforderliche Variation von ϵ durch richtige Wahl des Hohlraumvolumens in den einzelnen Ringzonen hervorgerufen werden kann; die Zahlenwerte an der Abszisse

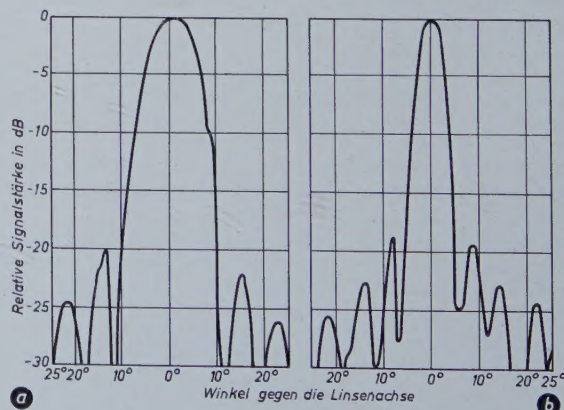


Abb. 6. Richtdiagramme der neuen Mikrowellenlinse für 7 GHz (a) und für 15 GHz (b). Als Mikrowellenquelle diente ein Hornstrahler auf der Linsenachse

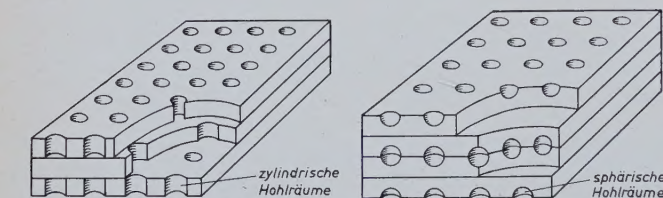


Abb. 1 (links). Aus mehreren Scheiben aus Plexiglas zusammengesetzte planparallele Mikrowellenlinse, bei der die erforderliche radiale Variation des Brechungskoeffizienten durch zylindrische Hohlräume hervorgerufen wird. Abb. 2 (rechts). Linse wie in Abb. 1, aber mit sphärischen Hohlräumen

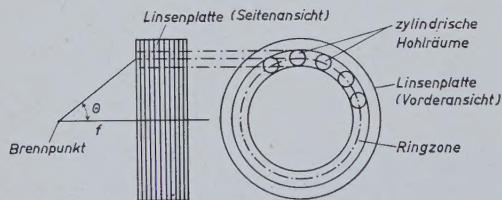


Abb. 3. Zur Berechnung von Zahl und Größe der Hohlräume in der Linse

gilt naturgemäß auch für den Brechungskoeffizienten n des Materials, weil beide Größen durch die Beziehung $n = \sqrt{\epsilon}$ miteinander verknüpft sind. Diese Mikrowellenlinsen haben die aus der Lichtoptik her bekannte Form mit sphärisch gewölbten Oberflächen, wobei das dielektrische Material gleichmäßig den Linsenkörper erfüllt. Da Linsen für Mikrowellen entsprechend deren längeren Wellenlängen bedeutend größer, umfangreicher und schwerer als Linsen für Lichtwellen sein müssen, liegt es auf der Hand, daß die Herstellung und Bearbeitung dieser dielektrischen Linsen mit gewölbten Oberflächen sehr schwierig und kostspielig ist.

Man kann dielektrische Linsen aber auch mit planparallelen Begrenzungsflächen, also in Form einer runden, planparallelen Platte ausbilden. Während die Brechwirkung bei der Linse mit gewölbten Oberflächen gewissermaßen durch die mit dem radialen Abstand von der Linsenachse kleiner werdende Weglänge des Strahles durch das Linsenmedium zustande kommt, muß bei der planparallelen Platte der wirksame Brechungskoeffizient und damit die Dielektrizitätskonstante der Platte von der Linsenachse aus in radialer Richtung zum Außenrande der Platte hin allmählich nach einem ganz bestimmten Gesetz abnehmen, damit der gleiche praktische Effekt der Fokussierung wie bei der gewölbten Linse mit überall gleicher Dielektrizitätskonstante entsteht.

Die theoretisch notwendige stetige Abnahme des Brechungskoeffizienten in radialer Richtung verläuft nach einer gekrümmten Kurve und läßt sich

¹⁾ Kelleher, K. S., u. Goatley, C.: Dielectric Lens for Microwaves. Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 8, S. 142—145

von Abb. 5 geben das Verhältnis des Hohlraumvolumens in einer Ringzone zu dem Gesamtvolumen der gleichen Ringzone an.

Bei einem ausgeführten Versuchsmodell war die vollständige, rund 69 mm dicke Linsenplatte aus elf 6,3 mm dicken Plexiglasscheiben zusammengesetzt; der Durchmesser war, ebenso wie die Brennweite, 250 mm. Die zylindrischen Hohlräume waren Bohrlöcher in den einzelnen Scheiben. Da sich aus Gründen der mechanischen Festigkeit für das maximal zulässige Hohlraumvolumen das 0,61fache des Gesamtvolumens ergab, entnimmt man der Abb. 5, daß der mögliche Variationsbereich für die Dielektrizitätskonstante zwischen 1,53 und 2,6 und für den Brechungskoeffizienten dementsprechend zwischen 1,24 und 1,61 liegt. Indem man die Kurven von Abb. 4 und 5 einander gegenüberstellt, erfährt man, wie man das Volumen der Hohlräume in radialer Richtung verteilen muß.

Einen noch größeren Unterschied zwischen den erreichbaren Grenzen des Brechungskoeffizienten kann man erhalten, wenn man die Linse aus einem mittleren Teil, der aus einem Material hohen Brechungskoeffizienten besteht, und einem äußeren ringförmigen Teil zusammensetzt, für den man ein Material niedrigeren Brechungskoeffizienten nimmt.

Zwecks Erprobung der neuen Linse wurden mehr als 200 automatisch aufgezeichnete Richtdiagramme geprüft. Abb. 6 zeigt je ein solches Richtdiagramm für 7000 MHz und für 15 000 MHz; beide Diagramme machen die hervorragende Bündelung der Mikrowellen durch die neue Linse augenfällig. Die Mikrowellenquelle war in beiden Fällen ein auf der Linsenachse aufgestellter Hornstrahler.

Fgs.

Unmittelbare Welligkeitsmessungen in Hochfrequenzanlagen mit Impulsbetrieb²⁾

DK 621.317.763: 621.373.029.6

Statt die Welligkeit mit Hilfe einer Meßleitung zu bestimmen, kann man auch die in Übertragungsrichtung fortschreitende und die reflektierte Welle mit Richtkopplern voneinander trennen. Wenn die Anlage, in der die Welligkeit zu bestimmen ist, kurze Impulse erzeugt, lassen sich aber

²⁾ Rosenthal, L. A., und Badoyannis, G. M.: Direct VSWR Readings in Pulsed R. F. Systems. Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 12, S. 162—165

nicht ohne weiteres der Senderimpuls und der reflektierte miteinander vergleichen, da es für die großen Impulsspitzen der ausgesandten Impulse keine hinreichend linear arbeitenden Gleichrichter gibt. Deshalb werden die Impulse zunächst in einer Schaltung nach Abb. 1 gestreckt. Aus den in Abb. 2a dargestellten Impulsen erhält man hinter dieser Schaltung den in Abb. 2b gezeigten Spannungsverlauf. Die Schaltung muß in ihren R - und C -Werten der Impulsfrequenz angepaßt sein. Nach der Streckung kann das Verhältnis zwischen dem direkten und dem reflek-

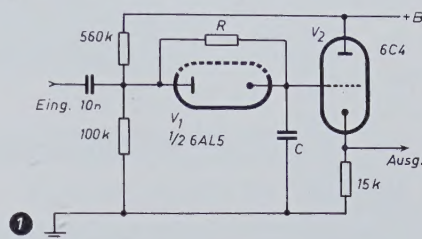


Abb. 1. Schaltung zum Strecken von Impulsen

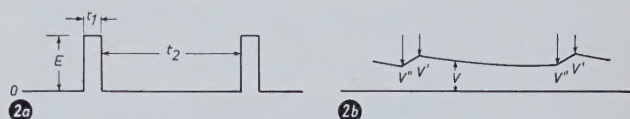


Abb. 2. Impulse vor (a) und nach (b) dem Strecken

tierten Impuls in einem üblichen Quotienten-Meßgerät gebildet werden, dessen Ausgang direkt in Welligkeitseinheiten geeicht ist. Ist der Unterschied zwischen direktem und reflektiertem Impuls sehr groß, die Welligkeit also klein, so wird die von dem direkten Impuls abgeleitete Spannung vor dem Quotientenmesser so weit gedämpft, daß im Quotientenmesser nur noch zwei Spannungen gleicher Größenordnung zu vergleichen sind. Roe.

GERMANIUM DIODEN



OA 150
OA 159
OA 160
OA 161
OA 172

Für:

RUNDFUNKEMPFÄNGER · FERNSEMPFÄNGER
FREQUENZANZEIGER · FREQUENZMISCHER
MODULATOREN · SPANNUNGSVERVIelfACHER
MESSGLEICHRICHTER · HF-NACHRICHTENTECHNIK
FERNMELDETECHNIK

TELEFUNKEN

PRESSLER



PHOTOZELLEN

GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

BLITZRÖHREN

SPANNUNGSPRÜFER

**58
JAHRE
VAKUUM
TECHNIK**

VAKUUMTECHNIK • ERLANGEN

INDUKTIVITÄTEN

VON HARRY HERTWIG

In diesem grundlegenden Fachbuch werden das gesamte Gebiet der Induktivitäten vom einfachsten Leitungselement bis zu Spulen mit Ferritwerkstoffen, die Meßverfahren für Spulen sowie die Ein- und Ausschaltvorgänge bei induktivitätsbehafteten Stromkreisen eingehend behandelt. Die damit zusammenhängenden Probleme werden durch zahlreiche Abbildungen, Formeln, Tabellen und Zahlenbeispiele anschaulich erläutert. Die systematische Ordnung des umfangreichen Wissensstoffes erleichtert das Nachschlagen und gibt die Möglichkeit, sich schnell über alle einzelnen Fragen zu informieren

142 Seiten • 95 Abbildungen • Ganzleinen • 12,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland sowie durch den Verlag • Spezialprospekt auf Wunsch

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE 215

NEUE BÜCHER

Elektronik des Einzelelektrons. Technische Elektrodynamik Band II/1
Von F. Ollendorf. Wien 1955, Springer-Verlag. XII, 643 S. m. 313 Abb. Gr.—8°. Preis in Ganzleinen geb. 97,— DM.

Das Buch stellt die theoretischen Grundlagen der Probleme der Erzeugung freier Elektrizitätsträger, ihrer Bewegung unter dem Zwange elektrodynamischer Kräfte und die hierbei stattfindenden Energieumwandlungen dar. Alle diese Probleme bilden das Arbeitsgebiet der „Inneren Elektronik“, und der vorliegende erste Teil des zweibändigen Werkes beschäftigt sich mit dem Einzelelektron während seiner Bewegung in eingepägten Feldern.

Die beiden ersten Kapitel behandeln die langsame Bewegung des Elektrons im elektrostatischen und im elektromagnetischen Feld und geben damit einen Einblick in die wichtigsten Ablenkungsmethoden für den Gebrauch in Katodenstrahlröhren, Massenspektrografen, Magnetrons und im Zyklotron. Die allgemeine klassische Mechanik des Einzelelektrons gibt in einem weiteren Kapitel die Voraussetzungen zur Anpassung der Bewegungsgleichungen an die Geometrie der Elektronenoptik. Für den Elektronenoptiker sind die elektronenoptischen Systeme der Gaußschen Dioptrik und die Einführung in die Theorie der elektronenoptischen Aberration von grundlegender Bedeutung, denn diese Kapitel geben eine Übersicht über die Entstehung der hauptsächlichsten Bildfehler sowie über die Berechnung mittels der verschiedenartigen Eikonalfunktionen (Punkteikonal, Richtungseikonal, Winkeleikonal, gemischtes Eikonal, Seidelsches und Seidel-Glasersches Eikonal). Das letzte Kapitel über die Grundlagen der relativistischen Elektronik führt in die Elektronik der höchsten Geschwindigkeiten und damit in die Grundlagen für den Bau und den Betrieb moderner Betatrons, Synchrotrons, Synchro-Zyklotrons und der Linearbeschleuniger ein.

Die Lektüre des Buches ist nicht immer leicht; es wendet sich an den fortgeschrittenen Studenten der Physik und der Elektrotechnik, aber auch an den in der Praxis stehenden Elektroniker. Wer sich aber der Mühe unterzieht, den mit überragender Logik aufgebauten Gedankengängen des Verfassers zu folgen, der wird einen ausgezeichneten Einblick und Überblick über die Elektronik des Einzelelektrons gewinnen und manch wertvolle Anregung für die eigene Arbeit daraus entnehmen. —th

Dezimal-Klassifikation — Fachausgabe Elektrotechnik

Bearbeitet vom Deutschen Normenausschuß. Nr. 274 der Veröffentlichungen des Internationalen Verbandes für Dokumentation. Berlin 1955, Beuth-Vertrieb GmbH. 101 S. Preis brosch. 18,— DM.

Mit der Vorlage dieser Fachausgabe hat der Deutsche Normenausschuß dem Gedanken der internationalen Dokumentation wie auch den deutschen Elektrotechnikern einen wertvollen Dienst erwiesen. Die lückenlose Erfassung auch aller Randgebiete, wie z. B. Physik, Metallurgie, Medizin, Hochschulwesen usw., ermöglicht es dem Elektrotechniker, gleich welcher Fachrichtung, Schrifttum und Vorgänge aller Art ohne lange Sucharbeit mit den sich immer mehr einführenden DK-Zahlen zu kennzeichnen und damit bequem wieder auffindbar zu machen. Es ist in Anbetracht der ungeheuren Vielfalt des Gebietes erstaunlich, wie geringfügig die noch verbliebenen Lücken sind, die zumeist von dem bisherigen Fehlen diesbezüglicher internationaler Vereinbarungen herrühren dürften.

Da bei der Abfassung dieser Fachausgabe die im Juli 1955 erschienenen international vereinbarten neuesten Ergänzungen und Berichtigungen noch berücksichtigt werden konnten, ist die bei solchen literarischen Fixierungen unvermeidliche Phasenverschiebung zwischen Inhalt und Anforderungen der aktuellen Praxis auf ein Mindestmaß beschränkt geblieben. W.

Die Häufigkeit der Sonnenflecken

Von W. Gleissberg. Berlin 1952, Akademie-Verlag. XII, 91 S. m. 28 Abb. und 16 Tab. Preis in Ganzleinen geb. 14,— DM.

Die ursächlichen Zusammenhänge zwischen Sonnenfleckenaktivität und Funkwetter sowie die Fortschritte auf dem Gebiet der Radioastronomie veranlassen in zunehmendem Maße auch reine Hochfrequenztechniker, sich mit den astrophysikalischen Phänomenen zu beschäftigen, deren Kenntnis für ein erfolgreiches Arbeiten auf diesem Gebiet notwendig ist. Insbesondere auch solchen Interessenten behilflich zu sein hat sich das kleine Werk mit Erfolg zum Ziel gesetzt.

Das Buch wendet sich keineswegs nur an den Astronomen, sondern spricht auch die Hochfrequenztechniker und Geophysiker an, in deren Arbeitsbereich die Vorgänge auf der Sonne als Grenzgebiet fallen. —th

Alle vorstehend besprochenen Bücher können durch HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden.